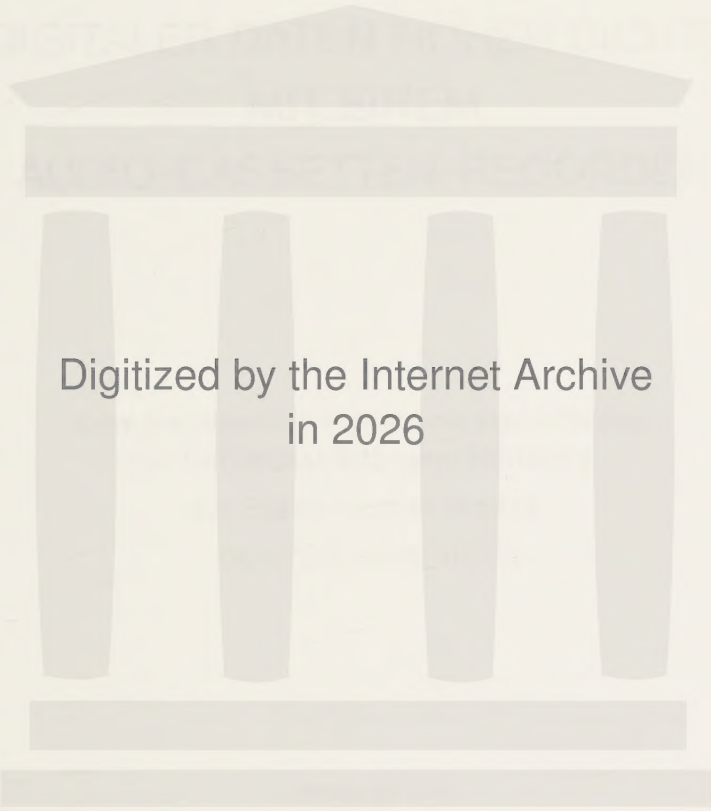


**AUFZEICHNUNG
DIGITALER DATEN HOHER DICHT
MIT EINEM
AUDIO-CASSETTEN-RECORDER**

Horst P. Weiler

Erlangen, 1980





Digitized by the Internet Archive
in 2026

AUFZEICHNUNG
DIGITALER DATEN HOHER DICHT
MIT EINEM
AUDIO-CASSETTEN-RECORDER

Dem Fachbereich Ingenieurwissenschaften
der Universität Erlangen - Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt von
Horst P. Weiler

Erlangen, 1980



Als Dissertation genehmigt vom
Fachbereich Ingenieurwissenschaften
der Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung: 30. November 1979

Tag der Promotion: 5. Februar 1980

Dekan: Prof. Dr.-Ing. H. Niemann

Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. D. Seitzer

Prof. Dr.-Ing. M. Brunk

Inhaltsverzeichnis

	Seite
1. Einleitung	1
2. Stand der Technik	4
2.1 Historische Entwicklung der magnetischen Speicherung	4
2.2 Entwicklungsstand und -tendenz	6
2.3 Eigene Beiträge	8
3. Das Magnetbandgerät als Übertragungskanal	9
3.1 Ideales und reales Übertragungssystem	10
3.2 Das Magnetbandgerät	13
3.2.1 Schreib- und Lesevorgang	13
3.2.2 Daten des Cassettengerätes	15
3.2.3 Elektrische Eigenschaften	17
3.2.4 Mechanische Eigenschaften	28
4. Elektronik für den vorgegebenen Übertragungskanal	31
4.1 Kanalcodierung	32
4.1.1 Codeparameter	35
4.1.2 Codierverfahren	36
4.2 Elektronik für den Schreib- und Lesekanal	41
4.2.1 Codierer	42
4.2.2 Schreib- und Leseverstärker	46
4.2.3 Decodierer	49
4.3 Entzerrung und Signlrückgewinnung	53
4.3.1 Transversalfilter	54
4.3.2 Methoden der Signlrückgewinnung	58
4.3.3 Quantisierte Rückkopplung	61

	Seite
4.4 Taktrückgewinnung, Datensynchronisation	68
4.4.1 Phasenregelkreis (PLL)	69
4.4.2 Anforderungen und Realisierung	77
5. Ergebnisse	85
5.1 Spektren	85
5.2 Augenmuster	87
5.3 Fehlerhäufigkeiten	89
5.3.1 Fehlermeßmethoden	91
5.3.2 Bitfehlermessungen	92
5.4 Diskussion der Ergebnisse	100
6. Zusammenfassung	104
7. Literatur	107
8. Verzeichnis der Abkürzungen	115

AUFZEICHNUNG DIGITALER DATEN HOHER DICHT E MIT EINEM

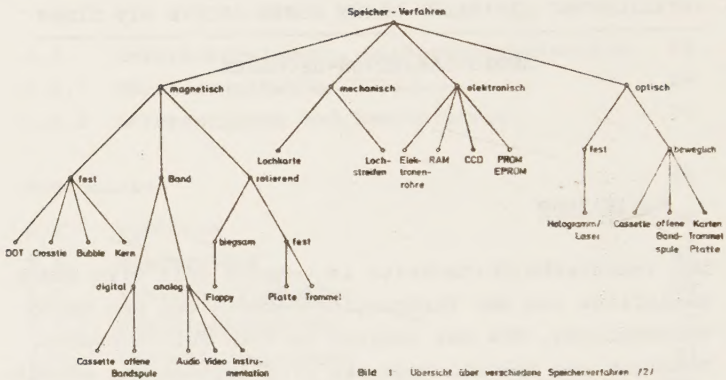
AUDIO-CASSETTEN-RECORDER

1. Einleitung

Der technische Fortschritt in unserer Zeit wird stark beeinflußt von der Informationstechnik und der Datenverarbeitung, die uns täglich in Form von Fernsehen, Rundfunk und Telefon begegnen /1/. Infolge der ständig steigenden Informationsmenge entsteht der Bedarf, Information zu speichern. Damit verbunden ist die Forderung nach einem raschen Wiederauffinden, d.h. einer kurzen Zugriffszeit und einer platzsparenden Archivierung der Information, seien es Bild oder Ton.

Dies bedingt, daß die Information über lange Zeit gespeichert werden kann, daß sie zu beliebigen Zeitpunkten wieder verwendbar, schnell abfragbar und modifizierbar ist und daß das Speichermedium handlich und leicht bedienbar ist. Eine platzsparende Archivierung hingegen bedeutet Informationsspeicherung auf kleinster Fläche, verbunden mit geringen Verlusten bei der Wiedergabe.

Seit Beginn der Datenspeicherung werden die bekannten Speicherverfahren ständig verbessert. Vor allem die Fortschritte in der Halbleitertechnik tragen wesentlich dazu bei und ermöglichen die Entwicklung neuer Speicherverfahren (Bild 1).



Bei der Wahl eines geeigneten Speicherverfahrens sind neben der gewünschten Anwendung Zuverlässigkeit, Speicherkapazität, Zugriffszeit und Kosten pro Bit entscheidend. In Tab. 1 sind die Eigenschaften gebräuchlicher Speichertechnologien zusammengestellt.

Parameter	TTL RAM	MOS RAM	Magnetkern	Elektronenröhre	Crosstie	CCD	Bubble	Platte	Cassette	Floppy	Magnetband
Kosten/Bit (Dpf)	10	2,5	3	0,3	»	0,5	0,6	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$16 \cdot 10^{-3}$	$12 \cdot 10^{-3}$	$0,2 \cdot 10^{-3}$
Zugriffszeit (μ s)	$5 \cdot 10^{-2}$	$15 \cdot 10^{-2}$	$15 \cdot 10^{-2}$	10	$2 \cdot 10^2$	$4 \cdot 10^2$	$25 \cdot 10^2$	$28 \cdot 10^3$	$18 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^5$	10^7
Datenrate (Mbit/s)	20	3	2	8	20	5	0,1	9,6	0,008	0,5	0,78
Flächendichte (bit/cm ²)	2,6	$2 \cdot 10^4$	93	10^7	$2,3 \cdot 10^5$	$3 \cdot 10^5$	$9,3 \cdot 10^4$	$4,6 \cdot 10^5$	$3,1 \cdot 10^3$	$2,6 \cdot 10^4$	$1,7 \cdot 10^4$
Leistung/Bit (μ W)	220	100	200	1	5	5	10	0,5	400	$3,3 \cdot 10^3$	0,13

Tab. 1: Kenndaten gebräuchlicher Speichertechnologien /2/

Die Tabelle zeigt, daß die Zugriffszeiten der magnetomotorischen Speicher gegenüber den anderen Speichermedien um Zehnerpotenzen größer sind. Im Vergleich dazu sind aber die Bandspeicher und die rotierenden Speicher, wie Platte und Floppy Disc relativ billig. Mit Sicherheit läßt sich sagen, daß die Kosten pro Bit eines Halbleiterspeichers in den nächsten Jahrzehnten zwar noch drastisch sinken werden, es ist aber nicht vorhersehbar, wann sie mit einem Magnetbandspeicher hinsichtlich Kosten konkurrenzfähig werden. Außerdem hat es den Anschein, daß magnetomotorische Speicher zumindest bis zur Jahrhundertwende eine Weiterentwicklung erleben werden. Untersuchungen in dieser Arbeit bestätigen diese Tendenz.

Obwohl das Magnetband seit Jahrzehnten als Informationsspeicher eingesetzt wird, besitzt es den Nachteil, daß man auf die gespeicherte Information nur seriell zugreifen kann. Trotzdem leistet gerade die Magnetbandtechnik einen wesentlichen Beitrag zur Informationsspeicherung. Mit diesem Verfahren werden sehr wichtige Forderungen wie nichtflüchtige Datenspeicherung, einfache Handhabung, Wiederverwendbarkeit und Wirtschaftlichkeit des Speichermediums erfüllt. Da in der Nachrichtentechnik Signale meist analoger Natur sind, entwickelte man zunächst Analog-Magnetbandgeräte zur Speicherung von Sprache und Musik. Durch die Entwicklung weiterer Aufzeichnungsverfahren, wie z.B. Frequenzmodulation, hat die analoge Magnetbandaufzeichnung einen sehr hohen technischen Stand erreicht.

Der hohe Integrationsgrad der Schaltkreise hat die Entwicklung digitaler Übertragungssysteme hinsichtlich Größe, Kapazität, Übertragungsgeschwindigkeit und Kosten stark beeinflußt. Deshalb geht man allmählich dazu über, analoge Signale zu digitalisieren und dann auf Band aufzuzeichnen.

Hinzu kommt, daß bei der analogen Aufzeichnung der nutzbare Dynamikbereich durch die verwendeten Bauteile begrenzt ist. Eine digitale Aufzeichnung hingegen ist in ihrem Dynamikumfang prinzipiell unbegrenzt. Bei der Quantisierung eines analogen Signals mit einer Auflösung von 8 bit pro Abtastwert ergibt sich ein Dynamikbereich von mehr als 48 dB. Damit können analoge Signale mit einem maximalen Fehler von $\pm$ einer halben Quantisierungsstufe, entsprechend ca. $\pm 0,2 \%$, digital aufgezeichnet werden - einem Wert, der bei Analogaufzeichnung nur mit großem Aufwand zu erreichen ist.

2. Stand der Technik

2.1 Historische Entwicklung der magnetischen Speicherung

Seit Einführung der Speicherung auf Magnetband nimmt die Informationsdichte ständig zu. Durch Verbesserung der Bandlaufwerke, durch Erhöhung der Spurenzahl und durch technologische Verbesserung der Speichermedien konnte die Speicherdichte zum Teil um Zehnerpotenzen erhöht werden. In Bild 2 ist diese Entwicklung für digitale Speichermedien dargestellt. Gerade bei den Platten- und Bandspeichern wurde die Speicherdichte erhöht. Ein Grund dafür sind verbesserte Technologien, wie z.B. die Herstellung von Magnetköpfen mit mehr als 24 Spuren. Ein weiterer Grund ist sicherlich, daß Platten- und Bandspeicher mit größerer Speicherkapazität und kürzerer Zugriffszeit als Massen- und Hintergrundspeicher dringend benötigt werden. Dagegen wurde die Entwicklung digitaler Cassettenpeicher ziemlich vernachlässigt.

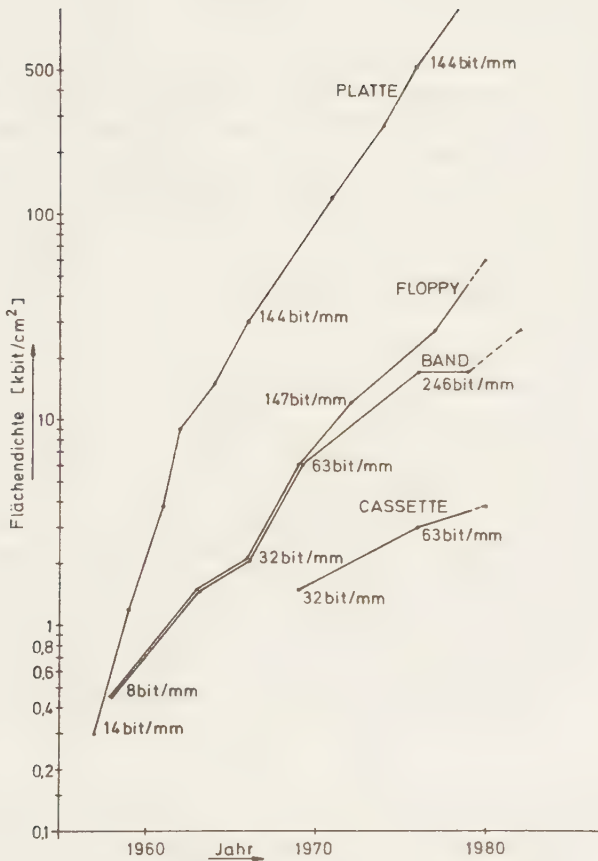


Bild 2: Vergleich der linearen - und der Flächen - Dichte digitaler Speichermedien [2/]

Erst in letzter Zeit sind Anwendungen bekannt geworden, digitale Magnetband-Cassettengeräte in der Datenerfassung, der Meßwertspeicherung und als externe Speicher in der mittleren Datentechnik einzusetzen.

2.2 Entwicklungsstand und -tendenz

Der Stand der Technik bei der magnetischen Bandaufzeichnung ist gekennzeichnet durch Normvorschriften, die eine Austauschbarkeit von Bändern verschiedener Geräte sicherstellen. Zum anderen wird gegenwärtig daran gearbeitet, unabhängig von Richtlinien durch Erhöhung der Speicherdichte und durch Aufteilung der Information auf Parallelkanäle Datenströme schneller verarbeiten zu können. Gleichzeitig nimmt der Bandverbrauch ab.

Um den Austausch digitaler Daten auf Magnetbandcassetten zu gewährleisten, ist es notwendig, bestimmte Eigenschaften des Datenträgers und der Bandgeräte sowie Aufzeichnungsverfahren und Datenorganisation auf dem Band zu normen. Von den verschiedenen Normentwürfen hat sich die Empfehlung mit der Bezeichnung ECMA Standard 34 der European Computer Manufacturer in Europa durchgesetzt /3/. Sie legt fest, daß die Daten auf 3,81 mm (1/8 inch) breiten Cassettenbändern in Richtungstaktschrift (Phase Encoding, PE) auf 2 Spuren aufzuzeichnen sind. Die Schicht wird in Längsrichtung magnetisiert mit einer maximalen Aufzeichnungsdichte von 32 bit/mm (800 bit/inch).

Eine andere Norm wurde von dem American National Standards Institute (ANSI) vorgeschlagen /4/. Danach werden digitale Daten mit einer Speicherdichte von 64 bit/mm (1600 bit/inch) auf 12,5 mm (1/2 inch) breiten Bändern aufgezeichnet. Bestrebungen sind im Gange, einheitliche Richtlinien festzulegen, die einen internationalen Austausch von Datenaufzeichnungen auf Magnetbändern ermöglichen.

Während die Daten unter Einhaltung der Norm bei relativ niedriger Dichte gespeichert werden, sind Anwendungen bekannt, die eine Verarbeitung hoher Datenraten erfordern. Dadurch werden Bedarf und Interesse geweckt, digitale Magnetbandspeicher mit höchster Aufzeichnungsdichte zu entwickeln. Ein Vergleich verschiedener Bandspeicher mit einfachen Cassettengeräten ist in Tab. 2 zusammengestellt.

Gerät	Aufzeichnungsdichte (bit/cm)	Spuren	Fehlerrate	Speicherkapazität (bit/Cassette, Spule)
Cassette	80 ... 400	2 ... 4	10^{-6}	$1,5 \cdot 10^7$
Start-/Stop Spulengeräte	2500	9	$0,5 \cdot 10^{-10}$	$1,6 \cdot 10^9$
Instrumentations- Bandspeicher	4000 ... 8000	14	$10^{-6} \dots 10^{-9}$	$> 10^{10}$
digitale Bandspeicher	8000 ... 16000	28	$10^{-6} \dots 10^{-9}$	$3,3 \cdot 10^{11}$

Tab. 2: Vergleich von Bandspeicher - mit Cassettengeräten /5,6/

Um bei den angegebenen Aufzeichnungsdichten eine ausreichende Übertragungssicherheit zu gewährleisten, müssen an Bandlaufwerke und an Schreib-/Lese Köpfe hohe Anforderungen gestellt werden.

2.3 Eigene Beiträge

Die vorliegende Arbeit behandelt ein Übertragungssystem, das die digitale Datenaufzeichnung und -wiedergabe auf Magnetband ermöglicht. Als Übertragungsmedium wird ein handelsübliches und preisgünstiges Audio-Cassettengerät verwendet, mit dem digitale Daten hoher Dichte bei einer Bandgeschwindigkeit von 4,75 cm/s aufgezeichnet werden. Der Cassettenrecorder besteht aus dem Laufwerk, einem kombinierten Schreib-/Lesekopf und einem Löschkopf. Dieser Cassettenrecorder dient als Testobjekt zur Untersuchung geeigneter Kanalcodierungen, zum Studium verschiedener Möglichkeiten der Signalentzerrung und -rückgewinnung sowie geeigneter Verfahren zur Taktregenerierung. Das Übertragungssystem ist den vorgegebenen Eigenschaften des Aufzeichnungsmediums angepaßt und gestattet bei einer zulässigen Bitfehlerrate von 10^{-6} Bitraten von ca. 10 kbit/s.

Kapitel 3 diskutiert das Magnetbandgerät als Übertragungskanal. Es wird auf die linearen und nichtlinearen Verzerrungen eingegangen, die einerseits durch Übertragungsverluste bei niedrigen und hohen Frequenzen, andererseits durch den nichtlinearen Aufzeichnungsvorgang verursacht werden.

Kapitel 4 behandelt die Elektronik des Übertragungssystems. Wichtig hierbei ist die Anpassung der gesendeten Daten an den vorgegebenen Kanal. In diesem Zusammenhang werden drei Kanalcodierungen untersucht, die sehr unterschiedliche spektrale Leistungsdichteverteilungen aufweisen. Im Empfänger werden die Signale entzerrt und mit der quantisierten Rückkopplung regeneriert. Da keine Taktspur zur Verfügung steht, muß aus den empfangenen Daten die Taktinformation

wieder zurückgewonnen werden. Es wird eine Taktrückgewinnungsschaltung (Phase-Locked-Loop) angegeben, deren Takt mit den Empfangsdaten synchronisiert wird.

Im letzten Abschnitt wird eine Analyse des digitalen Übertragungssystems durchgeführt. Als objektive Beurteilungskriterien werden Spektren und Augenmuster benutzt, deren Öffnung und Breite entscheidend sind für eine optimale Signalregenerierung. Es werden verschiedene Möglichkeiten zur Fehlererkennung diskutiert und anhand von Fehlerkurven die optimale Auslegung des Übertragungssystems bei vorgegebenen Kanaleigenschaften nachgewiesen.

3. Das Magnetbandgerät als Übertragungskanal

Der Entwurf und die Realisierung eines Übertragungssystems erfordern eine genaue Beschreibung des Datenkanals. Anhand eines idealen Systems werden die Forderungen zur verzerrungsfreien Signalübertragung aufgestellt. Reale Systeme erfüllen diese Forderungen nur näherungsweise.

Ein spezieller Übertragungskanal ist das Magnetbandgerät. In diesem Kapitel wird auf seine elektrischen Eigenschaften im Frequenz- und Zeitbereich eingegangen. Tiefe und hohe Frequenzen werden schlecht übertragen. Eine optimale Datenübertragung setzt auch gute mechanische Eigenschaften der Bandspeichergeräte voraus. Bei vorgegebener Fehler率 beeinflussen sie in starkem Maße die erreichbare Aufzeichnungsdichte.

3.1 Ideales und reales Übertragungssystem

Die Übertragungstechnik hat die Aufgabe, Signale über Nachrichtenkanäle möglichst schnell und fehlerfrei zu übertragen. Eine verzerrungsfreie Signalübertragung in einem linearen, zeitinvarianten und kausalen System setzt einen frequenzunabhängigen Amplitudengang und einen linearen Phasengang voraus. Diese Bedingungen sind erfüllt, wenn die Impulsantwort $h(t)$ des Systems auf das Eingangssignal $\delta(t)$ (Diracstoß) der Gleichung

$$h(t) = k \cdot \delta(t - t_0)$$

genügt. Abgesehen von dem konstanten Faktor k und der Laufzeit t_0 werden die Signale verzerrungsfrei übertragen.

Die Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ beschreibt dieses Verhalten im Frequenzbereich. Die Fourier-Transformierte von $h(t)$ ergibt

$$H(j\omega) = k \cdot e^{-j\omega t_0}$$

Der Betrag der Übertragungsfunktion $|H(j\omega)| = k$ ist frequenzunabhängig und die Phase $\varphi(\omega) = t_0 \cdot \omega$ ist proportional der Kreisfrequenz ω . Eine verzerrungsfreie Signalübertragung verlangt außerdem eine konstante Gruppenlaufzeit

$$\tau_g = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}.$$

Reale Übertragungssysteme erfüllen diese Forderungen nicht. Aufgrund der Eigenschaften eines Datenkanals

- begrenzte Bandbreite
- frequenzabhängiger Amplitudengang
- nichtlinearer Phasengang

werden die Signale nicht verzerrungsfrei übertragen. Diese linearen Verzerrungen beeinflussen die Signale in Amplitude und Phase. Treten nichtlineare Verzerrungen auf, so entstehen im Signalspektrum zusätzlich neue Frequenzen, die eine starke Verformung des Ausgangssignals verursachen. Der Grad der Nichtlinearität wird dann durch den Klirrfaktor angegeben. Diese Nichtlinearität bedingt eine Abhängigkeit des Frequenzganges vom Aussteuerungsgrad.

Bei der Übertragung werden die Signale von Störungen beeinflusst, die sowohl additiv als auch multiplikativ wirken können. Additive Störungen überlagern sich dem Signal und sind unabhängig von dessen Amplitude. Es kann sich um breitbandiges, gaußverteiltes Rauschen handeln, das z.B. durch Verstärker oder als äußere Einstreuung durch Nebensprechen verursacht wird. Multiplikatives Rauschen hingegen bewirkt eine niederfrequente Amplitudenmodulation und ist der Signalamplitude proportional.

Das Magnetbandgerät als Übertragungskanal kann in erster Näherung beschrieben werden durch ein ideal differenzierendes Netzwerk mit anschließender Tiefpaßfilterung. Diese Bandbegrenzung führt bei der Übertragung von Rechteckimpulsen zu einer Signalverformung. Für einen idealen Tiefpaß mit dem Amplitudenspektrum $|H(j\omega)| = 1$ und rechteckförmiger Bandbegrenzung bei $f = f_g$ ergibt sich die Impulsantwort $h(t)$ unter Vernachlässigung der Verzögerungszeit zu

$$h(t) = 2 \cdot f_g \frac{\sin 2\pi f_g t}{2\pi f_g t}$$

Aufgrund der linearen Phase und der konstanten Gruppenlaufzeit des idealen Tiefpasses verläuft die Impulsantwort symmetrisch.

Starke Laufzeitverzerrungen bewirken eine zusätzliche Verbreiterung der Impulse. Die Impulsform wird unsymmetrisch und zeigt meist ein merkliches Nachschwingen. Um eine wesentliche Nachbarimpulsbeeinflussung (Inter-symbol-Interferenzen) zu vermeiden, muß für den zeitlichen Abstand T (Nyquistintervall) aufeinanderfolgender Impulse gelten:

$$T \geq \frac{1}{2f_g}$$

Eine Reduzierung des Überschwingens wird durch Abflachung ("roll-off") des rechteckförmigen Spektrums erreicht. Dies bedingt zwar eine größere Übertragungsbandbreite, das Überschwingen und die Störungen durch Inter-symbol-Interferenzen jedoch werden vermindert. Die Steilheit der Abflachung wird durch den roll-off Faktor r mit $0 \leq r \leq 1$ beschrieben /7/. Beispiele hierfür sind der Gauß-Tiefpaß oder Tiefpässe mit cosinusförmiger Abflachung.

Ein wesentliches Kennzeichen analoger Übertragungskanäle ist deren Bandbreiteausnutzung /7/. Für die Übertragung binär codierter Signale ergibt sie sich aus der Übertragungsgeschwindigkeit $1/T$ und der Kanalbandbreite f_g . Mit

$$f_g = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{T} + \frac{r}{T} \right)$$

erhält man die Bandbreiteausnutzung

$$\frac{1}{T \cdot f_g} = \frac{2}{1+r} \left[\frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}} \right]$$

d.h. die je Bandbreiteinheit erzielbare Übertragungsgeschwindigkeit.

3.2 Das Magnetbandgerät

3.2.1 Schreib- und Lesevorgang

Magnetbandgeräte ermöglichen die Aufzeichnung, Speicherung und Wiedergabe elektrischer Signale. Mit einem ringförmigen Schreibkopf aus hochpermeablem, ferromagnetischem Material werden die Signale aufgezeichnet (Bild 3).

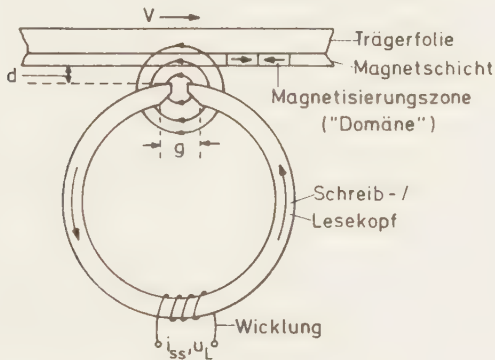


Bild 3: Prinzip der magnetischen Signalaufzeichnung, Speicherung und Wiedergabe /8/

Der Schreibkopf ist bis auf einen schmalen Spalt der Breite g geschlossen. Über eine Wicklung mit mehreren Windungen erzeugt ein dem Signal proportionaler Schreibstrom i_{ss} ein magnetisches Feld. Dieses tritt an dem Spalt als Streufeld aus und magnetisiert eine über dem Spalt im Abstand d vorbeilaufende Magnetschicht. Durch Umpolen von i_{ss} werden Magnetisierungswechsel auf das Band geschrieben. Die Information wird auf einer Spur aufgezeichnet, deren Breite gleich der Spaltlänge des Schreibkopfes ist.

Die Zusammensetzung der Magnetschicht bestimmt das magnetische Verhalten des Bandes. Das Schichtmaterial besteht aus nadelförmigen, hartmagnetischen $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ -Teilchen (etwa $1\text{ }\mu\text{m}$ lang und $0,1\text{ }\mu\text{m}$ dick), die mit abriebfesten Bindemitteln gebunden und auf eine Trägerfolie aus Polyester aufgebracht sind. Bei der Aufzeichnung werden die Nadeln in Längsrichtung magnetisiert, d.h. parallel zur Bewegungsrichtung des Magnetbandes. Dies ermöglicht eine hohe Aufzeichnungsdichte und die Verwendung von Mehrspurköpfen.

Nach der Aufzeichnung entspricht der auf dem Band verbleibende Magnetismus dem Verlauf des Schreibstromes, wobei die Magnetschicht in einzelne, zusammenhängende Magnetisierungszonen (Domänen) unterteilt ist. Die Speicherwirkung beruht darauf, daß nach dem Verschwinden des magnetisierenden Feldes die Oxidnadeln ihre Lage beibehalten. Sowohl bei der Aufzeichnung als auch bei der Wiedergabe sollte das Magnetband mit konstanter Bandgeschwindigkeit v am Kopf vorbeibewegt werden.

Prinzipiell kann zum Lesen der gespeicherten Information die in Bild 3 dargestellte Anordnung verwendet werden. Wird das Band an dem Lesekopf vorbeigeführt, so schließen sich die äußeren Streuflüsse der Domänen über dem Kernmaterial des Lesekopfes. In der Lesewicklung wird eine Spannung u_L induziert, die der Windungszahl w und der Steilheit des Flußwechsels $d\phi/dt$ proportional ist:

$$u_L = -w \cdot \frac{d\phi}{dt} = -w \cdot \frac{dx}{dt} \cdot \frac{d\phi}{dx} = -w \cdot v \cdot \frac{d\phi}{dx} \quad (1)$$

(x = Länge eines Bandabschnittes)

Zur Verdeutlichung sind in Bild 4 die einzelnen Phasen des Schreib- und Lesevorganges dargestellt.

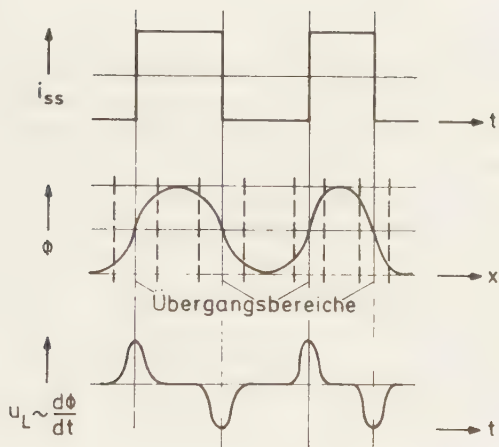


Bild 4: Signalverlauf bei der Aufzeichnung und Wiedergabe digitaler Daten

3.2.2 Daten des Cassettengerätes

Bei einem Magnetbandgerät sind im wesentlichen drei Komponenten entscheidend: Magnetkopf, Magnetband und Laufwerk. Die Eigenschaften eines Bandgerätes werden in erster Linie vom Magnetkopf und dem Magnetband bestimmt. Mit zunehmender Aufzeichnungsdichte beeinflussen jedoch Laufwerk, Bandantrieb und Bandführung die Datenübertragung.

In dieser Arbeit wird zur Aufzeichnung und Wiedergabe digitaler Daten ein handelsüblicher, kompakter Audio-Cassettenrecorder verwendet, der aus dem Laufwerk und einem kombinierten Schreib-/Lesekopf besteht. Für den Bandtransport sorgt ein Antriebsmotor, der ein 3,81 mm breites Magnetband mit $v = 4,75 \text{ cm/s}$ (1,87 ips) kontinuierlich an einem Löschkopf und dem Schreib-/Lesekopf vorbeibewegt. Magnetköpfe für die Audiotechnik gibt es je nach Spalt-

länge und Spaltbreite in den verschiedensten Ausführungen. Für die Untersuchungen standen zwei Magnetköpfe in Halb- und Viertelspurtechnik zur Verfügung:

Magnetköpfe	Spalllänge / mm	Spaltbreite / μm
Halbspur	1,5	3
Viertelspur (2 x Stereo)	0,6	2

Als Aufzeichnungsträger wurden BASF-Compactcassettenbänder mit der Bezeichnung Compusette II verwendet, die sich für die digitale Datenaufzeichnung eignen. Die technischen Daten der Bänder sind:

Abmessungen	magnetische Eigenschaften
Bandlänge: 86 m	Koerzitivkraft H_C : 290 Oe
Bandbreite: 3,81 mm	Remanenz B_r : 0,1 T
Gesamtdicke: 19 μm	
Schichtdicke: 5 μm	

Die Anordnung der Spuren und deren Lage ist in Bild 5 dargestellt.

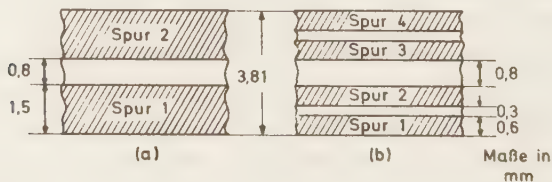


Bild 5: Halbspur (a) - und Viertelspurtechnik (b) auf 3,81mm Magnetbändern

3.2.3 Elektrische Eigenschaften

Das Übertragungsverhalten von Nachrichtenkanälen ist gekennzeichnet durch den Frequenzgang bei der Übertragung analoger Signale und durch die Sprung- und Impulsantwort bei der binären Datenübertragung.

Zur Bestimmung des Amplitudengangs wurden mit dem 2-Spur-Cassettengerät Sinussignale verschiedener Frequenzen bei unterschiedlicher Bandaussteuerung direkt aufgezeichnet. Bild 6 zeigt die gemessenen Frequenzgänge.

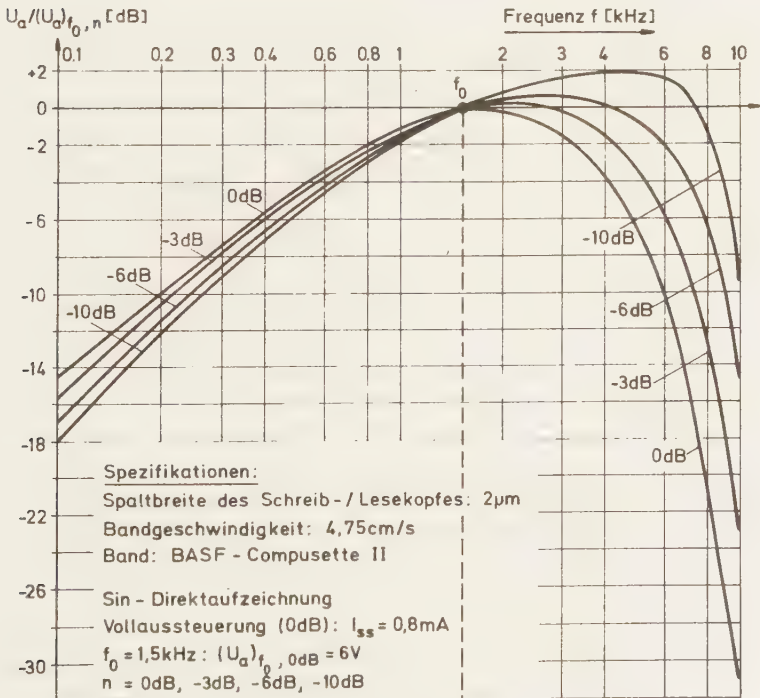


Bild 6: Frequenzgänge des Magnetband-Cassettengerätes bei unterschiedlicher Bandaussteuerung

Das Band ist mit demjenigen Schreibstrom voll ausgesteuert ($\approx 0\text{dB}$), der ein Lesesignal mit maximaler Amplitude und geringem Klirrfaktor liefert. Deutlich sind der bandpaßartige Charakter und die Nichtlinearität des Bandkanals zu erkennen. Bei Vollaussteuerung beträgt die mittlere *) Bandbreite 7 kHz. Im unteren Frequenzbereich steigt die Amplitude des Lesesignals mit ca. 6dB/Oktave an. Der Amplitudengang hat sein Maximum bei etwa 1,5 kHz und fällt bei höheren Frequenzen steil ab. Mit abnehmender Bandaussteuerung ergeben sich unterschiedliche Amplitudengänge, wobei sich die Maxima der Lesesignale zu höheren Frequenzen hin verschieben.

Wesentliche Ursache für die Verluste im unteren Frequenzbereich ist der Differentiationsprozeß nach Gln. 1. Im Lesekopf wird nur bei einer Änderung der Magnetisierung auf dem Band eine Spannung induziert, die proportional zur Änderungsgeschwindigkeit des Nutzflusses durch den Lesekopf ist. Signale unterhalb 600 Hz werden stark gedämpft und Gleichanteile werden nicht übertragen.

Der Amplitudenabfall im oberen Frequenzbereich wird durch Überlagerung mehrerer Effekte verursacht /9/:

a) Spaltbreitendämpfung des Lesekopfes

Werden die Magnetisierungswechsel auf dem Band kürzer, so schließen sich immer mehr Feldlinien des äußeren Streuflusses im Spaltraum. Der Nutzfluß durch den Kopf nimmt ab.

*) Anmerkung: Die mittlere Bandbreite ist gegeben durch das Rechteck, dessen Fläche der Fläche unterhalb des Amplitudenganges entspricht.

Bei sinusförmiger Magnetisierung des Bandes ergibt sich als Faktor der Spaltbreitendämpfung:

$$\frac{\sin \frac{\pi g}{\lambda}}{\frac{\pi g}{\lambda}}$$

mit der Wellenlänge λ und der Spaltbreite g . Die Lesespannung wird Null, wenn $\lambda = g$ ist. Mit $g = 2 \mu\text{m}$ und $v = 4,75 \text{ cm/s}$ liegt aufgrund der Spaltfunktion die 1. Nullstelle bei $f = 23,75 \text{ kHz}$.

Für die Digitalaufzeichnung bedeutet dies, daß in der Lesewicklung keine Spannung induziert wird, wenn der Flußwechselabstand a gleich der halben Spaltbreite ist. Weitere Nullstellen ergeben sich, wenn die Bedingung

$$n \cdot a = \frac{1}{2} g \quad \text{mit } n = 1, 2, 3, \dots$$

erfüllt ist. Durch Verkleinerung der Spaltbreite können kürzere Flußwechselabstände und damit die Daten dichter aufgezeichnet werden. Allerdings sinkt gleichzeitig die Empfindlichkeit des Lesekopfes. Es ist zu berücksichtigen, daß die effektive Spaltbreite des Kopfes etwa 10 ... 15 % größer ist als die geometrische Spaltbreite. Dies ist einerseits bedingt durch die endliche Permeabilität des Kopfmateri als und andererseits durch Fertigungstoleranzen sowie durch Polieren der Poloberfläche in der Nähe des Kopfspaltes. Dadurch sinkt die Permeabilität im Spaltbereich und verursacht eine Vergrößerung der Spaltbreite.

b) Abstands- und Schichtdickendämpfung

Infolge Oberflächenrauigkeiten und dynamischen Effekten, wie z.B. Luftpolsterbildung und Bandsteifigkeit bildet sich ein Abstand zwischen der Magnetschicht und dem Kopf. Bei kurzen Wellenlängen bzw. kleinen Flußwechselabständen schließt sich ein Teil des Streuflusses im Raum zwischen Band und Kopf. Dies führt zu einem Amplitudenverlust des Lesesignals um den Faktor $e^{-2\pi d/\lambda}$. Ebenso werden die im Schicht-Inneren liegenden Magnetisierungsanteile mit Abstand gelesen. Dadurch wird das Lesesignal zusätzlich um den Faktor

$$\frac{1 - e^{-2\pi \frac{t_m}{\lambda}}}{2\pi \frac{t_m}{\lambda}} \quad (t_m = \text{Schichtdicke})$$

gedämpft.

c) Selbstentmagnetisierung

Bei der Digitalaufzeichnung wird die Speicherdichte begrenzt durch Übergangszonen zwischen den gesättigten Bereichen des Bandes. Die Breite dieser Übergangszonen hängt von Selbstentmagnetisierungseffekten ab, die bei hohen Aufzeichnungsichten den steilen Amplitudenabfall des Lesesignals verursachen. Der durch die Bandmagnetisierung hervorgerufene Streufluß schließt sich zum größten Teil in der Magnetschicht und wirkt hier dem inneren Magnetfeld entgegen. Im Bereich der Übergangszonen wird das Magnetfeld geschwächt, die Steilheit der Magnetisierungswechsel nimmt ab und führt zu einer Verringerung der Lesesignalamplitude.

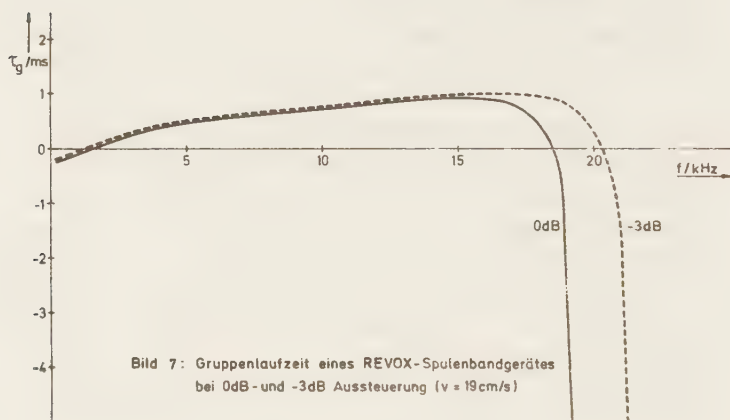
Um die Entmagnetisierung möglichst gering zu halten, muß der Aufzeichnungsträger eine genügend große Koerzitivfeldstärke aufweisen.

Bandbegrenzte Übertragungssysteme weisen neben einem frequenzabhängigen Amplitudengang einen nichtlinearen Phasengang auf. Die Frequenzkomponenten des Eingangssignals werden unterschiedlich verzögert und führen zu Phasenverzerrungen des Ausgangssignals.

Die Messung der Phasen- und Gruppenlaufzeit erweist sich bei Magnetbandgeräten als besonders schwierig, da jede Phasenmessung eine große Zeitstabilität der Signale voraussetzt. Diese hängt jedoch von den Laufwerkeigenschaften der Bandgeräte ab. Durch das Kontrolllesen bei Spulengeräten ergibt sich zwischen den Signalen am Schreib- und Lesekopf eine statische Verzögerung, die um Größenordnungen über den zu messenden Phasenlaufzeiten liegt. Hinzu kommen dynamische Phasenverschiebungen, die von Zeitinstabilitäten der Signale und von Bandgeschwindigkeitsänderungen abhängen.

Die Forderungen an Zeitstabilität sowie geringe Gleichlaufschwankungen werden von Instrumentationsrecordern und Spulengeräten am besten erfüllt. Um Aussagen über den Phasengang von Bandgeräten machen zu können, erweist sich die Messung der Gruppenlaufzeit als sehr vorteilhaft. An einem analogen REVOX-Spulengerät wurden bei $v = 19 \text{ cm/s}$ Gruppenlaufzeitmessungen durchgeführt. Nach dem modifizierten Nyquist-Verfahren wird als Meßsignal ein amplitudenmoduliertes Signal übertragen, wobei im periodischen Wechsel als Träger eine Vergleichsfrequenz und eine Meßfrequenz gesendet werden.

Hat das Meßobjekt eine frequenzabhängige Gruppenlaufzeit, so treten an den Trägerumtaststellen Phasensprünge auf, die ein Maß für Gruppenlaufzeitänderungen sind /10/. Die Meßergebnisse für das REVOX-Magnetbandgerät sind in Bild 7 dargestellt /11/.



Für Vollaussteuerung des Bandes beträgt die Gruppenlaufzeitänderung $\Delta\tau_g = \pm 0,5 \text{ ms}$ in einem Frequenzbereich von 1 kHz bis 16 kHz. Auch hier ergibt sich eine Abhängigkeit der Gruppenlaufzeit von der Bandaussteuerung. Mit abnehmender Aussteuerung nimmt der Frequenzbereich zu, in dem τ_g annähernd konstant verläuft.

Gruppenlaufzeitmessungen an dem Cassettengerät ergaben keine brauchbaren Resultate. Infolge der großen Gleichlaufschwankungen treten an den Trägerumtaststellen zusätzliche Phasensprünge auf, die keine genaue Aussage über den Verlauf der Gruppenlaufzeit zulassen.

Außerdem muß der Empfänger des Gruppenlaufzeitmeßgerätes aus dem empfangenen Signal mit Hilfe einer Regelschaltung eine Frequenz ableiten, die der sendeseitigen Modulationsfrequenz entspricht. Dies ist aber bei ungleichmäßiger Bandgeschwindigkeit nicht möglich und führt vor allem bei langen Meßzeiten zu ungenauen Meßergebnissen.

Der Aufzeichnungsvorgang analoger Signale ohne Vormagnetisierung ist im niederfrequenten Übertragungsbereich extrem nichtlinear. Das am Spalt des Schreibkopfes auftretende Streufeld, das proportional i_{ss} ist, magnetisiert die Schicht. Den Zusammenhang zwischen der magnetischen Feldstärke H des Streufeldes und der magnetischen Induktion B auf dem Band gibt die Hystereseschleife wieder (Bild 8a). Beim Schreiben wird das Signal auf der nichtlinearen Remanenzkennlinie (Bild 8b) abgebildet und nach Verlassen des Kopffeldes weist die Magnetschicht eine remanente Induktion B_r auf (Bild 8c). Der nichtlineare Verlauf von B_r führt beim Lesen zu starken Signalverzerrungen, die mit zunehmender Signalfrequenz f_s kleiner werden (Bild 8d und Bild 9).

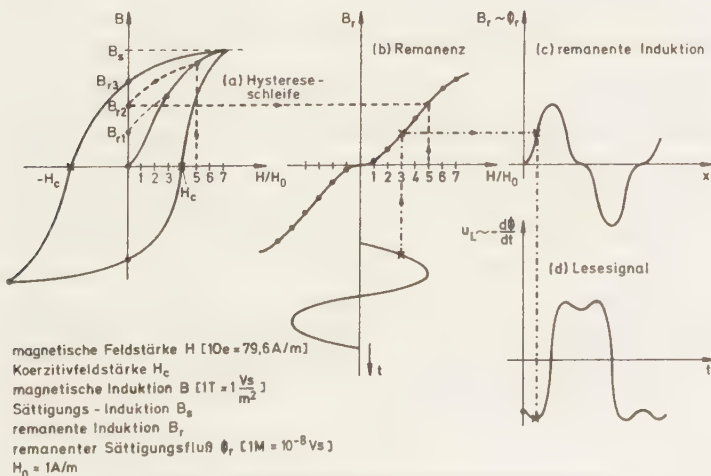


Bild 8: Signalverzerrungen bei analoger Direktaufzeichnung

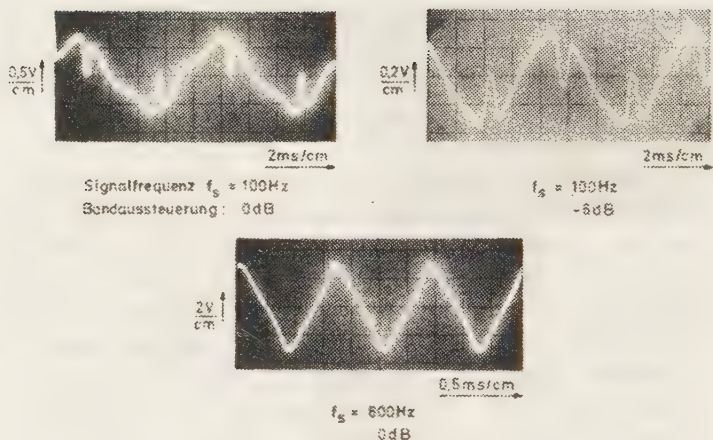


Bild 9: Direktaufzeichnung von sin-Signalen:
Einfluß nichtlinearer Verzerrungen auf die Lesesignale

Bei der Aufzeichnung digitaler Daten wird das Magnetband bis in die Sättigung magnetisiert. Dadurch wird einerseits der Signal-/Rauschabstand größer, andererseits nehmen die nichtlinearen Signalverzerrungen ab.

Die Impulseigenschaften eines Übertragungskanals werden durch seine Sprung- und Impulsantworten beschrieben. Bild 10 zeigt die Sprungantwort des 2-Spur-Cassettengerätes bei Vollaussteuerung. Aufgrund der differenzierenden Wirkung des Bandkanals erhält man ein impulsähnliches Lesesignal, das nahezu symmetrisch verläuft. Die Steigungen der Vorder- und Rückflanke sind etwas unterschiedlich. Dieser Effekt ist auf ein unsymmetrisches Streufeld am Spalt des Schreibkopfes zurückzuführen /9/.

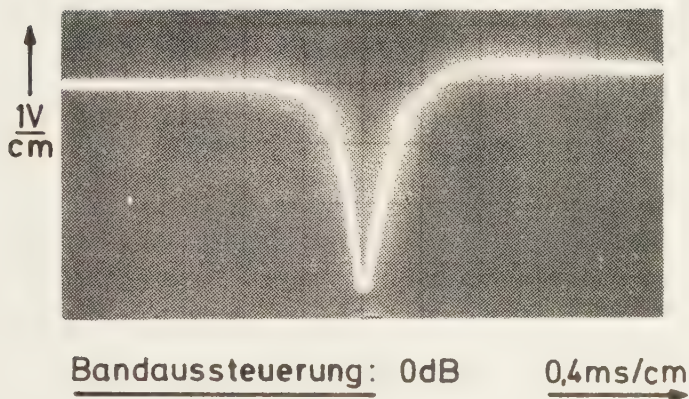


Bild 10: Sprungantwort des Bandkanals

Bei der Aufzeichnung wird das Band nicht nur in Längsrichtung, sondern auch quer zur Bandlaufrichtung magnetisiert. Außerdem sind die Übergangsbereiche zwischen den Magnetisierungszonen (Bild 4) unsymmetrisch - selbst dann, wenn nur die Magnetisierungskomponente in Längsrichtung berücksichtigt wird.

Die Sprungantwort des Bandkanals zeigt nur ein geringes Überschwingen. Dies bestätigt den Verlauf des Amplitudengangs im oberen Frequenzbereich. Das Verhalten im unteren Frequenzbereich äußert sich in dem langen Ausschwingvorgang, der bei Überlagerung nachfolgender Impulse eine Nulllinienverschiebung verursacht.

Die Impulsantwort des Bandkanals ergibt sich durch Überlagerung zweier Sprungantworten. Solange die Magnetisierungswechsel in großem Abstand aufgezeichnet werden,

beeinflussen sich die impulsförmigen Sprungantworten gegenseitig nicht (Bild 11a). Wird der Abstand kleiner, so überlappen sich die beiden Sprungantworten, wobei die Lesesignalamplitude kleiner und der Abstand der Lesesignalspitzen größer wird (Bild 11b). Die theoretische Grenze des Abstandes zwischen zwei Magnetisierungswechsel ist durch die Spaltbreite des Lesekopfes gegeben. Bild 11c zeigt das Lesesignal als Antwort auf einen 100 μ s-Eingangsimpuls. Deutlich ist der langsame Abfall der Rückflanke zu erkennen. Selbst bei unterschiedlichen Aussteuerungen bleibt die Symmetrie der Impulse nahezu erhalten.

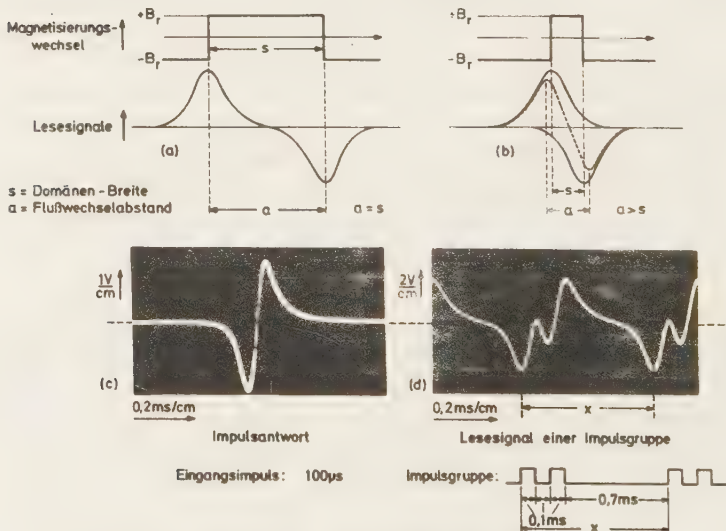


Bild 11: Schematische (a,b) und reale (c,d) Darstellung von Lesesignalen /9/

Bei hohen Aufzeichnungsichten macht sich die als Spitzenversatz ("peak shift") bekannte Verschiebung der Lesesignalspitzen stark bemerkbar. Sie tritt besonders bei der Aufzeichnung von Impulsgruppen auf und zwar an den Stellen, an denen lange und kurze bzw. kurze und lange Flußwechselabstände aufeinanderfolgen /12/. An diesen Stellen werden die informationstragenden Lesesignalspitzen immer in die Richtung zum entfernteren Flußwechsel hin verschoben (Bild 11d). Dieser Effekt wirkt sich als Zeitfehler aus und beeinträchtigt die richtige Auswertung der Signale. Die Größe des Spitzenversatzes hängt von der Flußwechseldichte (Bild 12) ab, wobei sich der theoretisch zulässige Wert nach dem gewählten Aufzeichnungsverfahren richtet. Dieser Wert beinhaltet auch Abweichungen, die sich z.B. durch Bandgeschwindigkeitsänderungen ergeben. Der Spitzenversatz ist weiterhin eine Funktion von i_{ss} , t_m sowie H_C und B_r .

Spitzenversatz / %

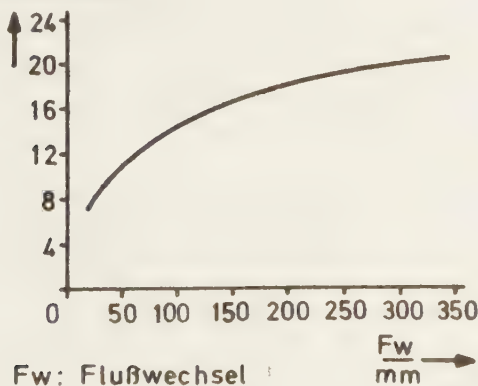


Bild 12: Abhängigkeit des Spitzenversatzes von der Flußwechseldichte /12/

Zusammenfassend läßt sich folgendes feststellen:

Das Magnetbandgerät ist ein nichtlinearer, zeitvarianter Übertragungskanal mit bandpaßartigem Verhalten. Gleich- und niederfrequente Signalanteile < 200 Hz werden nicht übertragen. Die Übertragung hochfrequenter Signale wird im wesentlichen begrenzt durch die Spaltbreite des Lesekopfes und durch Selbstentmagnetisierungseffekte. Die Signale werden linear verzerrt und von verschiedenen Effekten, wie z.B. dem Band-Kopfabstand beeinflusst. Bei der Direktaufzeichnung kommen nichtlineare Verzerrungen hinzu, die besonders durch den Aufzeichnungsvorgang verursacht werden.

3.2.4 Mechanische Eigenschaften

Die erreichbare Aufzeichnungsdichte hängt wesentlich von den mechanischen Eigenschaften der Magnetbandgeräte ab. Ihre Laufwerke müssen dafür sorgen, daß das Band mit konstanter Geschwindigkeit an den Köpfen vorbeigeführt und mit konstantem Bandzug auf- bzw. abgewickelt wird. Aufwendige digitale Cassettenlaufwerke besitzen drei Motoren, während analoge Cassettenbandgeräte vorwiegend mit Einmotorenlaufwerken ausgerüstet sind.

Bild 13 zeigt den schematischen Aufbau des verwendeten Cassettenlaufwerkes. Für konstante Bandgeschwindigkeit sorgt der Bandantrieb, der aus der Antriebswelle (Capstan) mit Andruckrolle und dem Antriebsmotor besteht /13, 14/. Ein Gleichstrommotor treibt über einen Vierkantriemen die Schwungmasse an, die mit der Antriebswelle verbunden ist. Die gummibeschichtete Andruckrolle preßt das Magnetband gegen den Capstan, wodurch das Band vom linken Wickelteller abgespult und an den Köpfen vorbeigeführt wird.

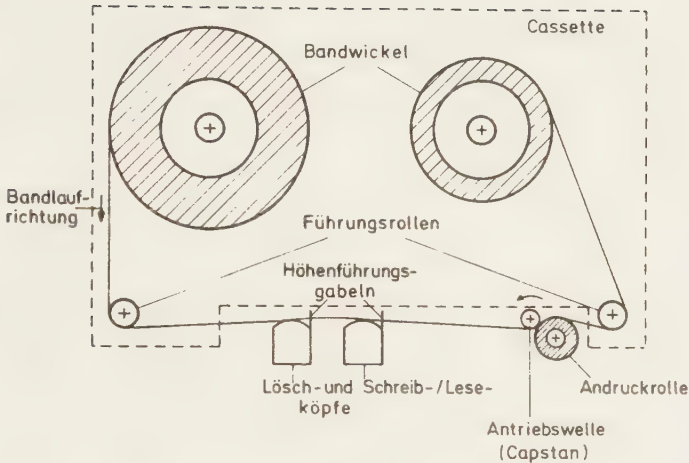


Bild 13: Prinzipieller Aufbau eines Cassettenlaufwerkes

Der Schlupf zwischen der drehenden Welle und dem transportierten Band soll dabei gering sein. Für ein konstantes Wickelmoment sorgt eine Rutschkupplung unter dem rechten Aufwickelteller, der über ein Zahnradgetriebe mit der Antriebswelle verbunden ist. Um beim Aufwickeln eine ausreichende Wickelfestigkeit zu erreichen, ist ein bestimmter Bandzug erforderlich. Dadurch wird sichergestellt, daß sich die Lagen des Bandes nicht gegeneinander verschieben. Der notwendige Bandzug wird durch ein Grundbremsmoment erzeugt, das der linke Abwickelteller durch eine Feder erhält.

Die Führung des Bandes gegenüber dem Magnetkopf ist bei Cassettengeräten besonders wichtig. Bewegungen des Bandes senkrecht zur Magnetbandebene führen zu Änderungen des Band-Kopfabstandes und damit zu Änderungen der Lesesignalamplitude. Vor allem bei Mehrspuraufzeichnungen muß auf

eine gute Höhenführung des Bandes geachtet werden. Bereits eine Verschiebung des Bandes um eine halbe Spurbreite führt zu einem Signalverlust von 6 dB. Bei dem Cassettenlaufwerk sorgen Höhenführungsstifte für eine geringe vertikale Bandauslenkung.

Der Gleichlauf ist die wichtigste Laufwerkeigenschaft eines Magnetbandgerätes. Exzentrizitäten der Antriebswelle, Unrundheiten der Andruckrolle sowie schlechte Bandführung verursachen Geschwindigkeitsschwankungen, die als prozentuale Abweichung von der Sollgeschwindigkeit angegeben werden. Bei digitalen Cassettenlaufwerken betragen sie ca. $\pm 3\%$. Wesentlich kritischer sind bei hohen Aufzeichnungsdichten kurzzeitige Geschwindigkeitsschwankungen, die auch als Flutter bezeichnet werden. Sie führen bei der Aufzeichnung und Wiedergabe digitaler Daten zu einer Abweichung vom Nenn-Flußwechselabstand. Diese Kurzzeitschwankungen verursachen je nach Amplitude und Schwankungsfrequenz Zeitbasisfehler bzw. Bit-zu-Bit-Jitter, die in der Regel von einer Synchronisierschaltung nur unvollkommen ausgeregelt werden können und zu Bitfehlern führen. Ist der mittleren Bandgeschwindigkeit eine periodische Geschwindigkeitsschwankung $a \cdot \sin \omega t$ überlagert, so ergibt sich durch Integration über die Geschwindigkeitsschwankung ein maximaler Zeitbasisfehler $2a/\omega$. Bild 14 zeigt ein typisches Flutter-Spektrum.

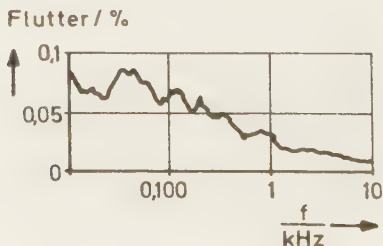


Bild 14: Typisches Flutter-Spektrum /15/

Im Gegensatz zu den niederfrequenten Flutterkomponenten verursachen die höherfrequenten Komponenten einen geringen Bit-zu-Bit-Jitter, der sich abhängig von der Bitrate unterschiedlich stark auswirkt. Meßgeräte, mit denen das Kurzzeitverhalten digitaler Bandgeräte bestimmt werden kann, beruhen auf dem Prinzip der Periodendauermessung /16/. Dabei wird der Jitter in Prozent angegeben bezogen auf die Periodendauer des absolut richtigen Lesesignals. Jittermessungen mit dem analogen 2-Spur-Cassettenaufwerk ergaben, daß bei Datenraten zwischen 3 kbit/s und 12 kbit/s während eines Banddurchlaufes ein maximaler Jitter von $\pm 6 \%$ auftrat; d.h., daß bei 12 kbit/s zwischen der gemessenen und der Soll-Periodendauer von $166 \mu\text{s}$ die maximale Abweichung $\pm 10 \mu\text{s}$ beträgt /17/. Diese Zeitbasisfehler begrenzen die Aufzeichnungsdichte und führen bei hohen Bitraten zu einer großen Fehlerrate.

4. Elektronik für den vorgegebenen Übertragungskanal

Zur optimalen Anpassung der Datenimpulse an einen vorgegebenen Übertragungskanal müssen Kanalcodierungen bestimmte Forderungen erfüllen. Nach Einführung einiger Grundbegriffe werden vier Codierungen mit unterschiedlichen Eigenschaften behandelt, die zur Datenaufzeichnung in der Magnetbandtechnik am häufigsten verwendet werden. Es wird auf die schaltungsmäßige Realisierung der Codecs eingegangen.

Ein weiteres Kapitel befaßt sich mit der Entzerrung der Lesesignale und der Rückgewinnung der übertragenen Binarärdaten. Mit einem Transversalfilter in Verbindung mit der quantisierten Rückkopplung konnte für das Cassettenbandgerät eine optimale Lösung gefunden werden.

Die Taktrückgewinnung aus den regenerierten Daten ermöglicht ein Phasenregelkreis, dessen Wirkungsweise und prinzipieller Aufbau behandelt werden. Unter Berücksichtigung der Eigenschaften des Cassettengerätes wird auf eine Realisierungsmöglichkeit einer Phasenregelschleife eingegangen.

4.1 Kanalcodierung

Für einen Übertragungskanal mit gaußverteilterm Rauschen wird die Kanalkapazität bestimmt durch die Shannon'sche Formel

$$C = f_g \cdot \lg \left(1 + (S/N)_K \right)$$

Mit dem Produkt aus der Kanalbandbreite f_g und dem Störabstand $(S/N)_K$ des Kanals ist das "Kanalprofil" vorgegeben. Das Signal hingegen kann durch einen Quader beschrieben werden, der sich aus der Signalbandbreite B_S , dem Signal-Rauschverhältnis $(S/N)_S$ und der Übertragungszeit T_S zusammensetzt. Prinzipiell ist es möglich, den Informationsquader beliebig umzuformen, solange sein Volumen erhalten bleibt; d.h., seine charakteristischen Größen B_S , $(S/N)_S$ und T_S sind gegeneinander austauschbar.

Aufgabe der Kanalcodierung ist es, den Querschnitt des Informationsquaders dem Übertragungsprofil des Kanals so anzupassen, daß eine bestimmte Fehlerwahrscheinlichkeit nicht überschritten wird. Ist der Informationsfluß größer als die vorgegebene Kanalkapazität, so bedingt dies eine Erhöhung der Fehlerrate. In diesem Fall führt eine Vergrößerung von T_S und damit eine Verringerung von B_S zu einer besseren Anpassung des Informationsquaders an das Kanalprofil.

In einem Magnetbandübertragungssystem (Bild 15) übernimmt der Codierer die Aufgabe, die Information der Quelle optimal den Eigenschaften des Übertragungskanal anzupassen. Dieser besteht aus dem Schreibverstärker SV, dem Magnetbandgerät und dem Leseverstärker LV.

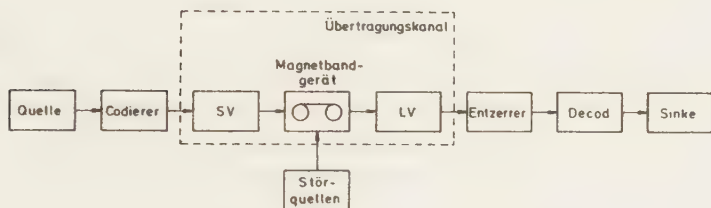


Bild 15: Aufbau eines Magnetband-Übertragungssystems

Nach der Übertragung werden die verzerrten Signale in einem Entzerrer regeneriert. Aus den Daten rekonstruiert der Decodierer die Quelldaten und übermittelt sie der Sinke.

Charakteristische Kenngrößen eines Magnetbandübertragungssystems sind die Kanalkapazität bzw. Datenrate und die Speicherdichte. Die Datenrate ist die pro Zeiteinheit übertragene Informationsmenge, während die lineare Speicherdichte von der Bandgeschwindigkeit abhängt und die pro Längeneinheit gespeicherte Informationsmenge angibt. Es gilt:

$$\text{Lineare Speicherdichte} = \frac{\text{Datenrate}}{\text{Bandgeschwindigkeit}}$$

Eine andere Kenngröße ist die Flächendichte, die die Anzahl der Spuren auf dem Band berücksichtigt und in Bit pro Flächeneinheit angegeben wird.

Die erreichbaren Werte dieser Kenngrößen sind in besonderem Maße abhängig von Störungen auf dem Übertragungsweg. Diese rühren von den Verstärkern, dem Schreib-/Lesekopf und dem Band her und treten als Grundrauschen auf. Das multiplikative Rauschen hingegen tritt auf, wenn ein Signal auf Band aufgezeichnet wird. Dieses Rauschen moduliert die Amplitude des Signals und wird als Modulationsrauschen bezeichnet. Durch die nicht gleichmäßige Verteilung der magnetischen Teilchen in der Magnetschicht entstehen im Lesekopf Störspannungen, die sich dem Nutzsignal überlagern. Eine andere Ursache für das Modulationsrauschen ist der nicht konstante Abstand zwischen Band und Kopf. Die Oberflächenrauigkeit des Bandes, Kopf- und Bandverschmutzungen sowie Änderungen des Bandzugs und der Bandgeschwindigkeit verursachen Schwankungen des Band-Kopfabstandes. Weitere Störungen sind stochastisch auftretende Störimpulse und kurzzeitige Signalunterbrechungen ("Drop-Outs"), die die Folge von Inhomogenitäten der Magnetschicht oder Knickstellen des Bandes sein können. Vor allem Cassettenbänder weisen diesen Mangel auf. Von den handelsüblichen Bändern für digitale Aufzeichnungen werden nur etwa 1% auf Dropout-Fehler geprüft.

Die Güte eines Übertragungssystems läßt sich anhand von Beurteilungskriterien bestimmen. Eine kennzeichnende Größe ist das Augendiagramm, dessen Augenöffnung ein Maß für Signalverzerrungen bezüglich Amplitude und Zeit ist. Ein anderes Beurteilungskriterium ist die Fehlerhäufigkeit, die von den Störungen auf dem Übertragungsweg und vom Phasenjitter der Signale abhängt. Zur Bestimmung der Fehlerhäufigkeit ist man allerdings speziell bei Magnetbandübertragungssystemen auf sehr umfangreiche Messungen angewiesen, da die auftretenden Störungen nicht genügend genau reproduzierbar sind und in starkem Maße vom Laufwerk und der Bandführung abhängen.

4.1.1 Codeparameter

Hohe Speicherdichten erfordern eine Codierung, die das Spektrum der zu speichernden Information optimal dem Übertragungskanal anpaßt. Die Wahl eines geeigneten binären Codes hängt von dessen Parametern ab /18, 19/:

1. Codierungsrate

Das Verhältnis zwischen den Datenbits und den aufgezeichneten Bits wird als Codierungsrate bezeichnet. Bei den üblichen Aufzeichnungsverfahren liegt sie zwischen 0,5 und 1. Je kleiner die Codierungsrate ist, desto höher ist die erforderliche Systembandbreite. Die Codierungsrate bestimmt weiterhin die Codetaktfrequenz, mit der die regenerierten Daten abgefragt werden müssen. Codierungen mit niedriger Codierungsrate erfordern eine hohe Code-taktfrequenz und sind daher besonders empfindlich gegenüber Kurzzeitschwankungen des Bandes.

2. Flußwechselabstand nT

Der minimale Flußwechselabstand nT bestimmt die Bandbreite, die zur Datenübertragung notwendig ist. Bei den gebräuchlichsten Codierungen ist $0,5 \leq n \leq 1$. Die erforderliche Kanalbandbreite muß mindestens gleich der Nyquistfrequenz $f_N = 1/(2nT)$ sein. In der Praxis ist die Kanalbandbreite etwa um den Faktor 1,3 ... 1,4 größer als f_N .

Andererseits sollte der maximale Flußwechselabstand begrenzt sein, um bei der Wiedergabe einen freilaufenden Oszillator gut synchronisieren zu können. Diese selbsttaktende Eigenschaft eines Codes ist besonders dann wichtig, wenn bei der Datenaufzeichnung keine separate Taktspur zur Verfügung steht.

3. Digitale Summenvariation (DSV)

Die digitale Summenvariation DSV ergibt sich durch Integration über das gesendete Datenmuster. Dabei werden die logischen Pegel zu $\pm T$ angenommen. Wächst DSV unbegrenzt an, so besitzt der Code einen Gleichanteil; ist DSV begrenzt, so hat der Code bei $f = 0$ eine spektrale Nullstelle. Bild 16 zeigt die DSV für den NRZ-L- und den M^2 -Code.

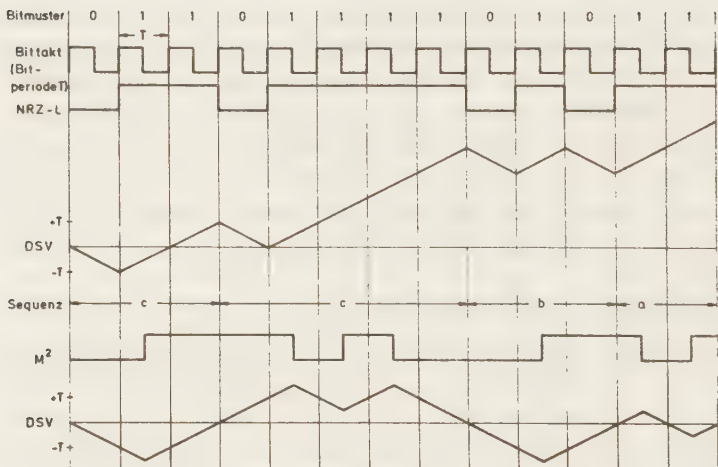


Bild 16: Digitale Summenvariation DSV für NRZ-L- und M^2 -Code

4.1.2 Codierverfahren

Für hohe Speicherdichten ist der Code am besten geeignet, der eine große Codierungsrate, einen großen minimalen Flußwechselabstand, eine begrenzte digitale Summenvariation sowie spektrale Nullstellen bei $f = 0$ und $f = f_N$ aufweist.

Ausgehend vom NRZ-L-Code als Quellencode sind die NRZ (Non-Return-to-Zero)-Formate, die BI- ϕ (BI-Phase)-Formate und die DM (Delay Modulation)-Formate am bekanntesten. In Tab. 3 sind die Parameter der NRZ-L (NRZ-Level)-, ENRZ (Enhanced-NRZ)-, BI- ϕ -L (BI- ϕ -Level)-, M (Miller)- und M² (Miller-Squared)-Codes zusammengestellt.

	Codierungs- rate	Flußwechselabstand		digitale Summenvariation maximal	maximal Gleichstrom- anteil
		minimal	maximal		
NRZ-L	1	T	∞	$\pm \infty$	± 1
ENRZ	7/8	7/8 · T	7 · T	$\pm \infty$	$\pm 3/4$
BI- ϕ -L	1/2	1/2 · T	T	$\pm T$	0
Miller	1/2	T	2T	$\pm \infty$	$\pm 1/3$
Miller ²	1/2	T	3T	$\pm 3/2 \cdot T$	0

T = Bittaktperiode

Tab. 3: Code - Parameter

Bild 17 zeigt die Amplitudenspektren der Aufzeichnungsverfahren für eine 2047 bit lange pseudozufällige Binär-
folge. Der Vergleich der Spektren zeigt, daß der M²-Code die Daten dem Spektrum des Bandkanals (Bild 4) optimal
anpaßt. Er hat keine Spektralanteile bei $f = 0$, sein Ma-
ximum liegt bei 3/8 der Bitrate und sein Bandbreite-
bedarf ist geringfügig größer als beim NRZ-L-Code.

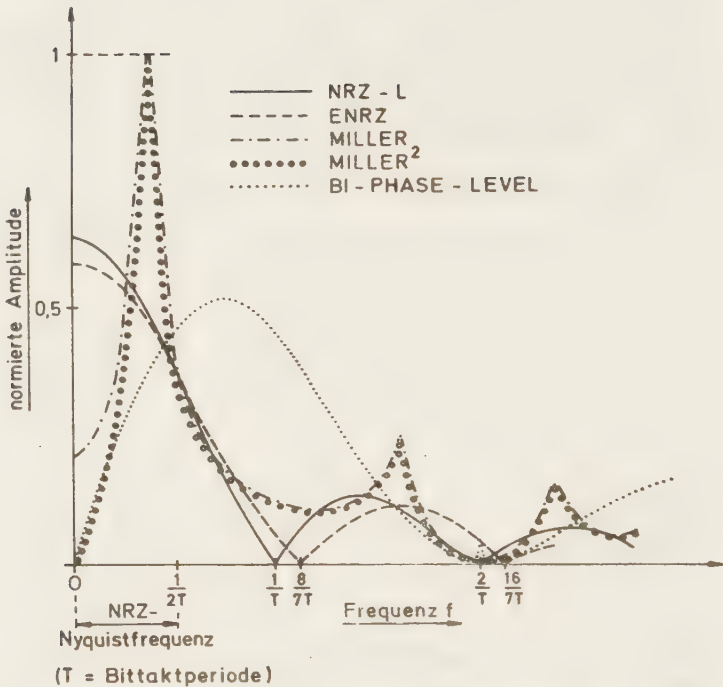


Bild 17: Amplituden - Spektrum einer pseudozufälligen Folge für verschiedene Codierungen /20/

Häufig liegen die Quelldaten im NRZ-L-Code vor (Bild 18). Es handelt sich um ein binäres Schreibverfahren, bei dem die beiden Binärzeichen Null und Eins durch entgegengesetzte Magnetisierung der Spurelemente dargestellt werden. Mit diesem Code wurden bereits Packungsdichten von 1300 bit/mm erreicht. Ein Nachteil dieses Codes ist sein hoher Gleichstromanteil (Bild 17). Weiterhin liefert der NRZ-L-Code bei der Übertragung einer langen Folge von Einsen oder Nullen keine Taktinformation.

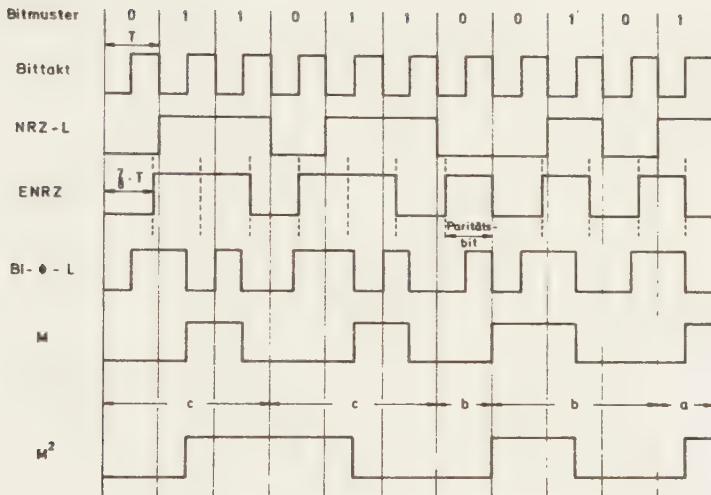


Bild 18: Impulsdigramme verschiedener Codes

Ähnlich nachteilige Eigenschaften hat der ENRZ-Code. Hier werden jeweils 7 Datenbits zu einer Gruppe zusammengefaßt und ein Paritätsbit (ungerade) als 8. Bit hinzugefügt. Dadurch wird garantiert, daß spätestens nach 7 Bittaktperioden eine Pegeländerung erfolgt. Bei der Wiedergabe muß das Paritätsbit erkannt und vor der Datenausgabe eliminiert werden. Durch die zeitliche Zusammenraffung der Bits ist der minimale Flußwechselabstand um den Faktor 7/8 kleiner im Vergleich zum NRZ-L-Code. Die erforderliche Kanalbandbreite erhöht sich damit nur geringfügig.

Der BI-φ-L-Code zeichnet sich durch sein selbsttaktendes Format aus, da eine Pegeländerung jeweils in der Mitte einer Bitzelle garantiert ist. Eine Eins wird durch einen Eins-Null-Sprung und eine Null durch einen Null-Eins-Sprung

dargestellt. Der BI- ϕ -L-Code war der erste gleichstrom-freie Code mit begrenzter DSV. Der Nachteil dieses Codes ist sein hoher Bandbreitebedarf.

Im Vergleich zu den BI-PHASE-Formaten benötigen die DELAY-MODULATION (DM)-Codes weniger Pegeländerungen. Der M-Code codiert die Eins durch einen Flankenwechsel in Bitmitte. Eine Null wird durch einen Pegelsprung am Ende einer Bitzelle dargestellt, wenn dieser Null eine weitere Null folgt. Typisch für diesen Code ist der Flußwechselabstand von zwei Bitzellen, der bei einer '101'-Folge auftritt. Da bei dieser Folge Flußwechsel immer in Bitmitte auftreten, kann die richtige Phasenlage zwischen Codetakt und Daten hergestellt werden. Ein Vorteil dieses Codes ist seine selbsttaktende Eigenschaft und sein gegenüber dem ENRZ-Code niedrigerer Gleichstromanteil von $\pm 1/3$. Allerdings werden an den Phasenregelkreis zur Taktrückgewinnung bezüglich Frequenzstabilität höhere Anforderungen gestellt. Jede Bitzelle muß am Anfang und in der Mitte abgefragt werden. Der spannungsgesteuerte Oszillator des Phasenregelkreises muß mit doppelter Bittaktfrequenz schwingen und die Datenflanken dürfen sich nur um $\pm 25\%$ einer Bitzelle verschieben.

Die Weiterentwicklung des M-Code führte zum M²-Code, dessen Gleichanteil Null ist $/21/$. Beim M²-Code wird der Bitstrom in Sequenzen der folgenden drei Typen eingeteilt:

<u>Typ</u>	<u>Sequenz</u>	<u>Bemerkungen</u>
a	111 ... 111	Folge von Einsen
b	011 ... 1110	ungerade Folge von Einsen mit Nullen am Anfang und Ende oder ausschließlich Folge von Nullen
c	0111 ... 111	gerade Folge von Einsen mit einer Null am Anfang

Diese Einteilung in Sequenzen ist zunächst nicht eindeutig, da der Anfang einer Sequenz des Typs c mit dem Beginn einer Sequenz des Typs b identisch ist. Eine Unterscheidung der beiden Sequenzen kann erst dann erfolgen, wenn zum gegenwärtigen Bit auch das folgende Bit betrachtet wird ("Look ahead"). Zu beachten ist, daß einer Sequenz des Typs c immer eine Sequenz folgen muß, die mit einer Null beginnt.

Das M^2 -Verfahren codiert die Sequenzen des Typs a und b gemäß dem M-Code. Für den Typ c gilt die gleiche Codiervorschrift wie für den M-Code mit der Ausnahme, daß der Pegelsprung der letzten Eins in Bitmitte unterdrückt wird (Bild 18). Dadurch wird die DSV begrenzt und der M^2 -Code wird gleichspannungsfrei (Bild 16). Typisch für diesen Code ist sein maximaler Flußwechselabstand von drei Bittaktperioden mit Flußwechseln jeweils in Bitmitte. Abweichend vom spektralen Anteil bei $f = 0$ hat der M^2 -Code ein ähnliches Amplitudenspektrum wie der M-Code.

4.2 Elektronik für den Schreib- und Lesekanal

Dieses Kapitel behandelt die Elektronik für den Schreib- und Lesekanal des Cassettenbandgerätes (Bild 15). Der Schreibkanal umfaßt den Codierer und den Schreibverstärker SV, der die zeitabhängigen Spannungsimpulse in proportionale Stromimpulse umwandelt. Diese werden in den Schreibkopf eingespeist. Beim Lesen werden die Signale des Lesekopfes zunächst verstärkt. Neben dem Leseverstärker LV mit anschließender Signalentzerrung enthält der Lesekanal den Decodierer, der die Quelldaten regeneriert. In dieser Arbeit werden der M-, ENRZ- und M^2 -Code untersucht. Einerseits haben diese Codes unterschiedliche Spektren, andererseits wird damit das Übertragungsverhalten derjenigen Codes erfaßt, deren Spektren ähnlich verlaufen.

4.2.1 Codierer

a) M-Codierer

Der Aufbau des M-Codierers ist einfach (Bild 19). Durch die Verknüpfung des Bittaktes mit den NRZ-L-Daten über ein Exklusiv-Oder-Gatter erhält man die Daten im BI- ϕ -L-Code (a). Eine anschließende Frequenzteilung liefert die M-Daten (b).

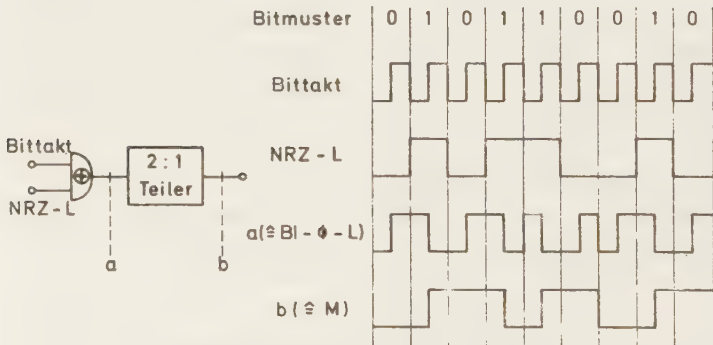


Bild 19: Blockschaltbild M-Codierer

b) ENRZ-Codierer

Beim ENRZ-Codierer werden die seriellen NRZ-L-Daten mit dem Bittakt f_B seriell in ein 7 bit-Schieberegister geschoben, an dessen Ausgängen ein 7 bit-Paritätsgenerator ein Paritätsbit für ungerade Parität erzeugt (Bild 20 und Bild 21). Dieses Paritätsbit bildet mit den 7 NRZ-L-Datenbits ein 8 bit-ENRZ-Wort, das parallel an den Eingängen des 8 bit-Schieberegisters ansteht.

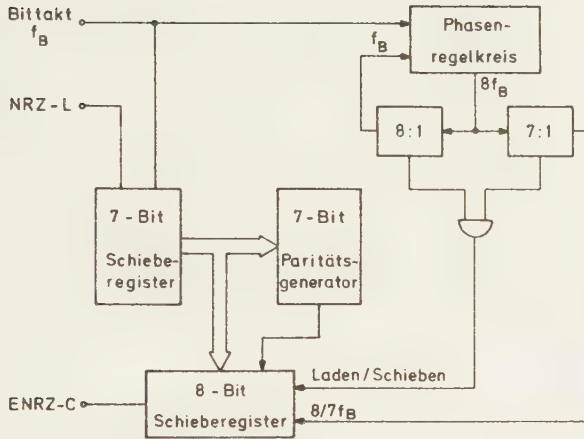


Bild 20: Blockschaltbild ENRZ - Codierer /20/

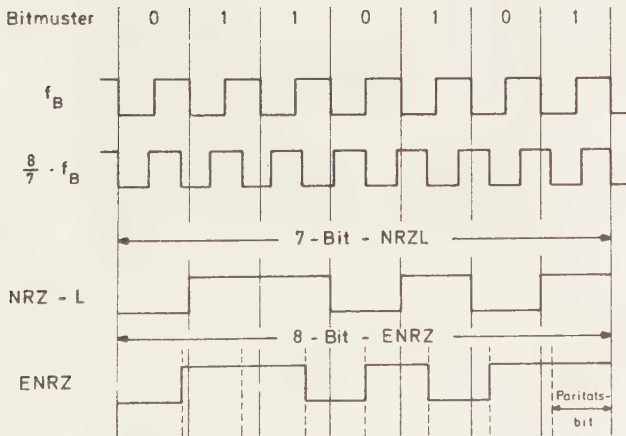


Bild 21 : Impulsdiagramm ENRZ - codierter Daten

Um ein 8 bit-ENRZ-Wort in der gleichen Zeit zu lesen wie 7 NRZ-L-Datenbits in das 7 bit-Schieberegister geschoben werden, ist ein $(8/7) \cdot f_B$ -Takt notwendig, der mit f_B phasenstarr verbunden sein muß. Diese Forderung wird von einem Phasenregelkreis (Phase-Locked-Loop, PLL) mit anschließender Frequenzteilung erfüllt. Die parallele Übernahme der ENRZ-Worte in das 8 bit-Schieberegister erfolgt, wenn f_B und $(8/7) \cdot f_B$ eine gemeinsame Anfangsphase haben. Abhängig von der zeitlichen Lage dieser Phase wird die NRZ-L-Information in 7 bit-Worte unterteilt, die unterschiedlich aussehen können.

c) M^2 -Codierer

Der M^2 -Codierer unterteilt die NRZ-L-Daten in Sequenzen des Typs a, b und c (Bild 22).

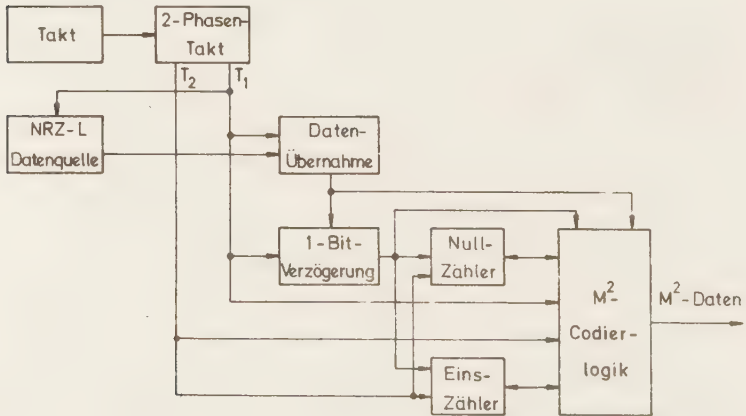


Bild 22: Blockschaltbild M^2 -Codierer /22/

Eine Zwei-Phasentakt-Schaltung erzeugt die Taktimpulse T_1 und T_2 , wobei T_1 den Bitanfang und T_2 die Bitmitte

kennzeichnet. Die NRZ-L-Daten werden mit T_1 übernommen und um eine Bittaktperiode verzögert. Dadurch ist sowohl das aktuelle als auch das nachfolgende Bit bekannt. Zur Sequenzerkennung erfassen zwei modulo-2-Zähler die Anzahl der Nullen und Einsen des Datenstromes.

Die M^2 -Codierlogik erzeugt aus dem aktuellen und dem nachfolgenden Bit sowie aus den beiden Zählerständen Impulse zu den Zeitpunkten, in denen nach dem M^2 -Algorithmus eine Pegeländerung stattfinden muß. Bild 23 zeigt für ein 8 bit-NRZ-L-Wort die wichtigsten Signale des M^2 -Codierers.

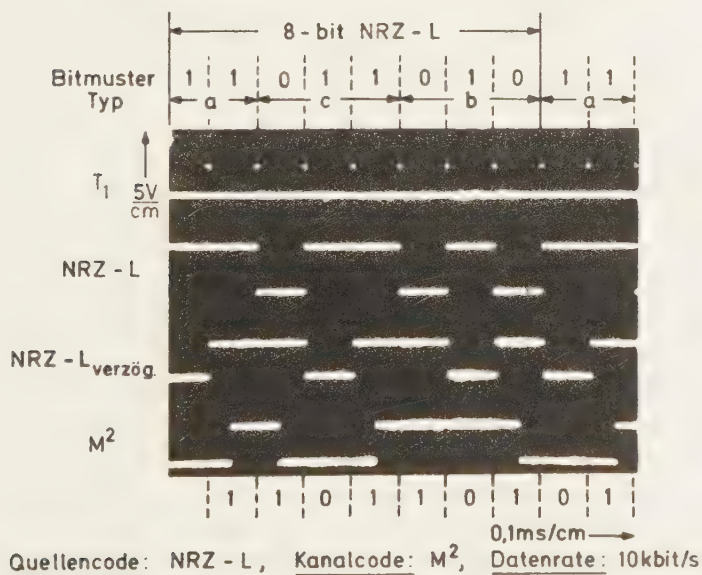


Bild 23: Signale M^2 -Codierer

4.2.2 Schreib- und Leseverstärker

Der Schreibverstärker paßt die Signale u_E dem Schreibkopf an (Bild 24).

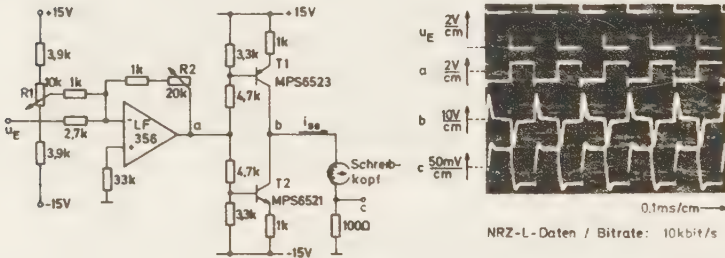


Bild 24: Schreibverstärker

Eine spannungsgesteuerte Stromquelle liefert den zur Ansteuerung des Schreibkopfes notwendigen bipolaren Strom i_{ss} , der proportional zu u_E ist. Über einen gegengekoppelten Vorverstärker werden die impulsförmigen Signale u_E eingespeist, denen eine einstellbare Gleichspannung überlagert wird. Durch seinen hohen Eingangswiderstand besitzt der Operationsverstärker LF 356 einen niedrigen Offsetstrom und geringes Eingangsrauschen. Die Aussteuerung des Bandes kann über das Potentiometer R2 verändert werden, während mit R1 die Symmetrie des Schreibstromes zur Nulllinie eingestellt wird. Dieser Vorverstärker steuert eine bipolare Konstantstromquelle, die über T1 und T2 den Schreibkopf mit einem positiven und negativen Strom speist /23/. Bild 24 zeigt einige Signale bei angeschlossenem Schreibkopf. Bei hohen Bitraten werden die Strom-Anstiegszeiten und -Abfallzeiten von der Kopfinduktivität wesentlich beeinflusst. Innerhalb eines Frequenzbereiches von 1 kHz bis 70 kHz ändert sich die Kopfimpedanz von 1,5 k Ω bis 25 k Ω . Hohe Bitdichten verlangen

steile Stromflanken, d.h. die Kernverluste und die Kopf-induktivität müssen klein sein.

Der Arbeitspunkt des Schreibkopfes hängt von der Datenrate und der Form der Aussteuerungskurve ab (Bild 25).

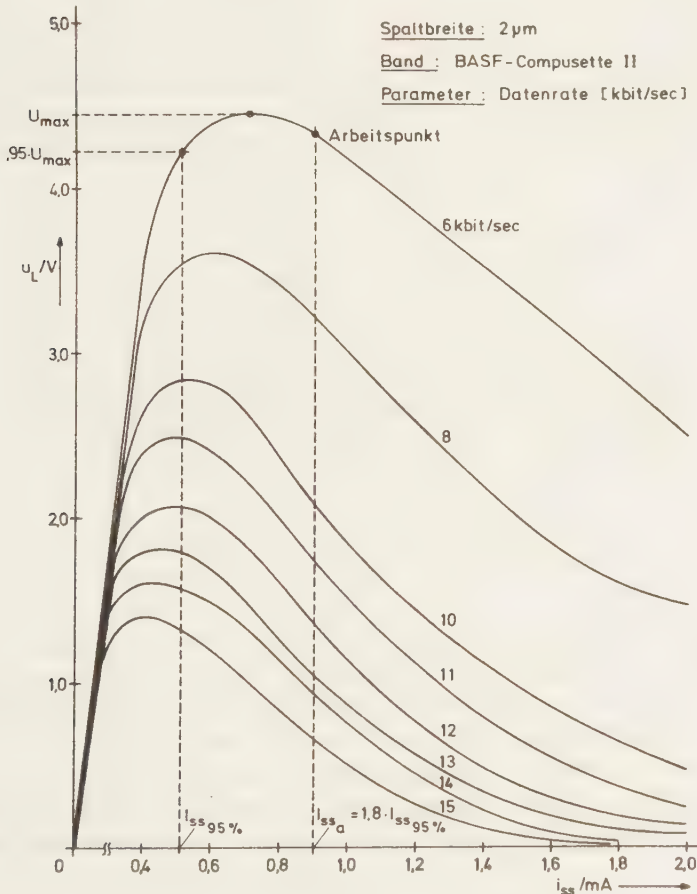


Bild 25: Aussteuerungskurven des Schreib-/Lesekopfes über Band

Die Lesespannungsamplitude u_L ist über i_{ss} bei unterschiedlichen Bitraten aufgetragen. Zur Bestimmung des Arbeitspunktes wird das Lesespannungsmaximum U_{max} als Kriterium verwendet und der Strom bei $0,95 U_{max}$ mit dem Faktor 1,8 multipliziert /13/. Der Absolutwert von i_{ss} ist außer von den Banddaten auch von den Kopfparametern abhängig.

Bei Cassettengeräten wird der Schreibkopf vorwiegend auch zum Lesen verwendet. Der Lesekopf liefert nur geringe Spannungen im mV-Bereich. Diese erfordern einen Leseverstärker mit hoher Verstärkung und linearem Phasengang (Bild 26).

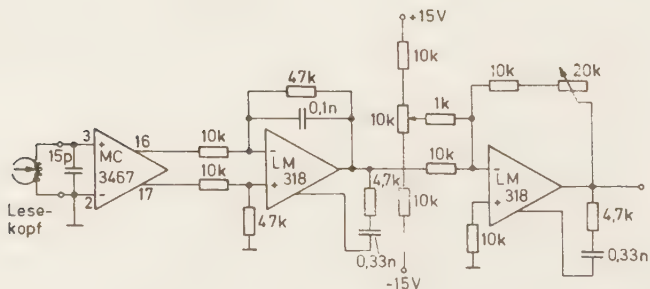
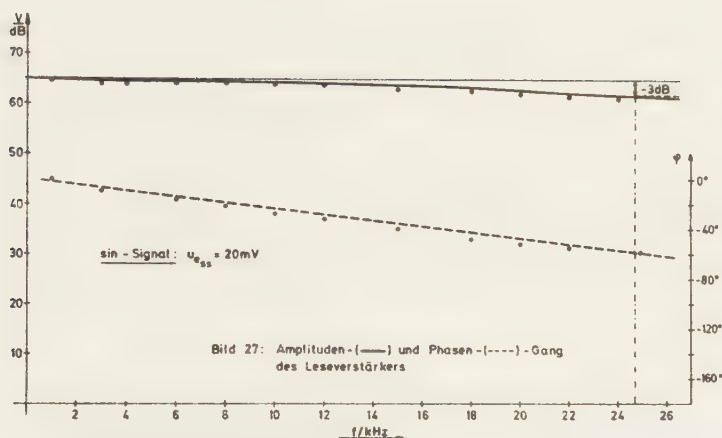


Bild 26: Leseverstärker

Der Lesekopf ist an einen rauscharmen integrierten Vorverstärker MC 3467 angeschlossen, der die Lesesignale um ca. 40 dB verstärkt. Über eine gegengekoppelte, bandbegrenzende Differenzverstärkerstufe und einen Endverstärker LM 318, dessen Eingangssignal eine einstellbare Gleichspannung überlagert ist, wird das Lesesignal nochmals um 24 dB verstärkt. Bild 27 zeigt die Frequenzgänge der Verstärkung und der Phase. Die -3 dB-Grenzfrequenz liegt bei ca. 25 kHz.



Durch die geringen Lesespannungen machen sich äußere Störeinflüsse auf den Kopf, den Zuleitungen und den Eingang des Leseverstärkers stark bemerkbar. Deshalb sollten die Verstärkerstufen möglichst in der Nähe des Kopfes angeordnet und der Kopf selbst gut abgeschirmt werden. Bei einer Verstärkung von 65 dB beträgt das Eingangsrauschen des Leseverstärkers etwa $(u_r)_{\text{eff}} = 3,4 \mu\text{V}$.

4.2.3 Decodierer

Nach der Entzerrung der Lesesignale sowie der Daten- und Taktrückgewinnung, auf die in den folgenden Kapiteln näher eingegangen wird, erfolgt die Decodierung. Sie hat den Zweck, die Daten in die Quelldaten umzucodieren und deren Spektren wiederherzustellen.

a) M-Decodierer

Bei der M-Decodierung muß zunächst die Phasenlage der Flanken der M-Daten bezüglich des Code-Taktes f_c ermittelt werden. Im M-Code treten drei unterschiedliche Impulsbreiten auf, nämlich die 1-, 1,5- und 2-fache Breite einer Bitzelle entsprechend 2-, 3- und 4-Codetaktperioden. Die Phasenlage des breitesten Impulses, der einer 1-0-1-Bitfolge entspricht, ist immer konstant, da dessen Flanken stets in Bitmitte auftreten. Der Decodierer enthält einen Zähler zur '101'-Erkennung (Bild 28).

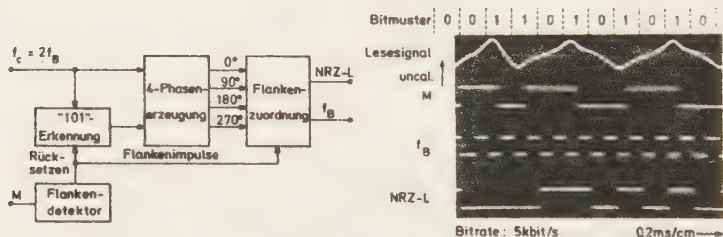


Bild 28: Blockschaltbild M - Decodierer /20,24/

Wird das erste Mal eine '101'-Folge erkannt, d.h. daß der Zähler bis 4 gezählt hat, kann die Decodierung beginnen. Da jetzt die Phasenlage der M-Daten festliegt, wird aus f_c ein 0°-, 90°-, 180°- und 270°-Bittakt erzeugt. Durch richtige Phasenzuordnung aller Flanken der M-Daten können die NRZ-L-Daten zurückgewonnen werden.

b) ENRZ-Decodierer

Der ENRZ-Decodierer muß zunächst den richtigen Wortrahmen erkennen (Bild 29). Hierzu werden die ENRZ-Daten seriell

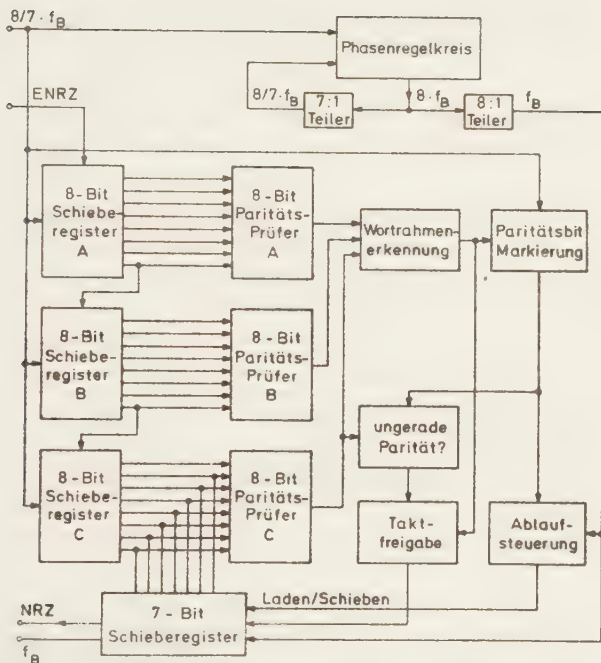


Bild 29: Blockschaltbild ENRZ-Decodierer

in drei 8 bit-Schieberegister gelesen und auf ungerade Parität geprüft. Stellen die drei Paritätsprüfer A, B, C gleichzeitig ungerade Parität fest, so wird angenommen, daß der Wortrahmen gefunden ist. Zur Decodierung werden die Daten des Schieberegisters C und das Ergebnis des zugehörigen Paritätsprüfers C verwendet. Solange dieser ungerade Parität meldet und der richtige Wortrahmen vorliegt, wird der Takt für das 7 bit-Ausgaberegister freigegeben. Dieses übernimmt parallel die ersten 7 Bit des Schieberegisters C, d.h. das Paritätsbit wird entfernt.

Um die 7 Bit mit der richtigen Geschwindigkeit auszugeben, ist eine Umsetzung der Taktfrequenz von $(8/7) \cdot f_B$ auf f_B notwendig, die ein Phasenregelkreis (PLL) realisiert.

Der Wortrahmen gilt als verloren, wenn die drei Paritätsprüfer A, B, C gleichzeitig Paritätsfehler melden. Jedes Paritätsbit wird von einem Bitzähler markiert ("Paritätsmarkierung"), der nach jedem 8. Taktimpuls eine Ablaufsteuerung freigibt. Diese sorgt für die zeitlich richtige Übernahme der NRZ-L-Daten in das 7 bit-Schieberegister.

c) M^2 -Decodierer

Typisch für M^2 -Daten sind Flußwechsel im Abstand von 2,5 und 3 Bitzellen, die in den M-Daten nicht auftreten. Diese Flußwechselabstände werden vom M^2 -Decodierer erkannt (Bild 30).

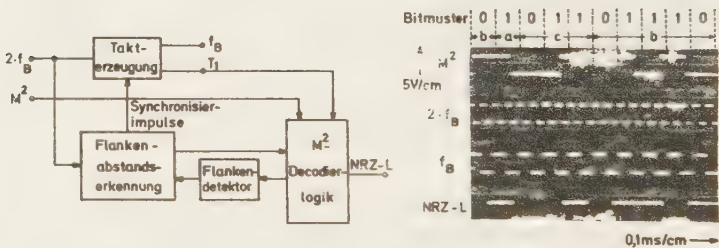


Bild 30: Blockschaltbild M^2 -Decodierer /22, 26/

Daraus abgeleitete Synchronisierimpulse sorgen für eine phasenrichtige Lage des Taktes T_1 und der M^2 -Daten. Die M^2 -Decodierlogik erkennt die Einsen und Nullen und wandelt sie in den NRZ-L-Code um. Wenn der Abstand zweier Flanken größer ist

als zwei Bitzellen, dann erzeugt die "Flankenabstands-erkennung" ein Signal, das die Übertragung einer Sequenz des Typs c und damit das Vorhandensein einer unterdrückten Eins kennzeichnet.

4.3. Entzerrung und Signlrückgewinnung

Die Speicherdichte auf Magnetband wird durch die elektrischen und mechanischen Eigenschaften des Bandgerätes begrenzt. Der bandpaßartige Verlauf seines Amplitudengangs verhindert die Übertragung gleich- und niederfrequenter Signalanteile. Dies verursacht eine Nulllinienverschiebung, die vom übertragenen Bitmuster abhängig ist. Andererseits wird die Bitrate begrenzt durch die gegenseitige Beeinflussung aufeinanderfolgender Impulse. Diese Intersymbolinterferenzen bewirken eine Abnahme der Signalamplitude und eine Spitzenverschiebung der Lesesignale. Die Verformung der übertragenen Daten sowie die Interferenzen können bei hoher Ausnutzung der Bandbreite des Kanals so groß werden, daß eine korrekte Datenrückgewinnung und damit eine fehlerfreie Übertragung nicht mehr möglich ist. Hinzu kommt, daß sich die Eigenschaften eines Magnetbandgerätes im Laufe der Zeit ändern.

Die Übertragungsqualität eines Systems wird durch die Verwendung einer geeigneten Kanalcodierung verbessert. Dadurch wird das Sendespektrum dem Spektrum des Übertragungskanals besser angepaßt. Ziel jeder Entzerrungsmaßnahme ist die Korrektur der Übertragungsfunktion des Kanals in Richtung auf eine verzerrungsarme Übertragung des Signals. Durch die Entzerrung im Zeitbereich wird die Verschmälerung eines

einzelnen Impulses sowie eine symmetrische Impulsform angestrebt. Dies entspricht im Frequenzbereich einer Anhebung der höheren Spektralanteile und einer Linearisierung des Phasenganges. Aus der Literatur sind Methoden bekannt, die darauf hinzielen, durch Entzerrung der Lesesignale im Zeit- oder Frequenzbereich höhere Speicherherdichten zu erreichen (/27/ bis /30/).

Die Forderung nach konstanter Dämpfung und Gruppenlaufzeit kann durch Entzerrung des Empfangssignals im Frequenzbereich trotz großen Aufwandes nur näherungsweise erfüllt werden. Wie eingehende Untersuchungen (/31/ bis /34/) mit dem Cassettenbandgerät zeigten, erwies es sich als günstiger, die Lesesignale im Zeitbereich durch impulsformende Netzwerke zu entzerren. Diese Feststellung gilt besonders für die Entzerrung nichtlinearer Übertragungskanäle.

4.3.1 Transversalfilter

Mit einem Transversalfilter bzw. Echoentzerrer (Bild 31) kann die Impulsform eines Signals zu diskreten Zeitpunkten entzerrt werden, d.h. der entzerrte Impuls weist zu allen

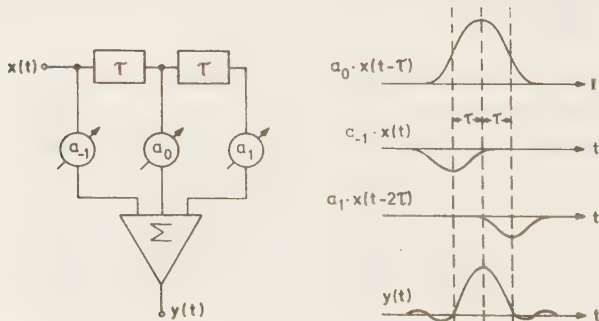


Bild 31: Blockschaltbild Transversalfilter /7,35/

Abtastzeitpunkten Nullstellen auf, außer zu dem Zeitpunkt, in dem das Maximum des Signals auftritt. Andererseits kann durch geeignete Wahl der Verzögerungszeit τ und der Koeffizienten a_{-1} , a_0 und a_1 eine Impulsverschmälerung erreicht werden.

Ein Transversalfilter besteht aus einer angezapften Laufzeitkette, Koeffizientengliedern und einem Summierverstärker /36/. Die an den Ausgängen der Laufzeitglieder mit der Verzögerungszeit τ erscheinenden Signale werden mit den Faktoren a_{-1} , a_0 und a_1 multipliziert und addiert.

Mit der Darstellung in Bild 31 ergibt sich für das Ausgangssignal

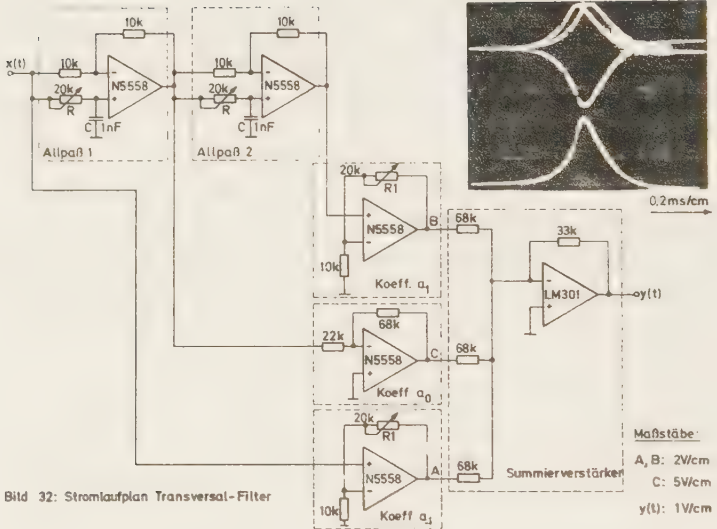
$$y(t) = a_{-1} \cdot x(t) + a_0 \cdot x(t-\tau) + a_1 \cdot x(t-2\tau).$$

Die Wirkung des Echoentzerrers ist anschaulich aus Bild 31 zu entnehmen: Durch die "Echos" $a_{-1} \cdot x(t)$ und $a_1 \cdot x(t-2\tau)$ wird der durch Impulsverbreiterung entstandene Signalanteil kompensiert.

Das realisierte Transversalfilter (Bild 32) ist aus zwei Laufzeitgliedern, drei Koeffizientengliedern, wobei a_0 fest und a_{-1} und a_1 über Potentiometer einstellbar sind, und einem Summierverstärker aufgebaut /31/.

Zur Signalverzögerung werden aktive Allpaß-Filter 1. Ordnung (Allpaß 1 und 2) verwendet, die bei konstanter Verstärkung eine frequenzabhängige Phasenverschiebung verursachen. Mit den Dimensionierungsformeln für Allpässe 1. Ordnung nach /23/

$$R \cdot C = \frac{a_1}{2\pi f_g} \quad \text{und} \quad t_{gr\ 0} = \frac{T_{gr\ 0}}{f_g}$$



sowie den Allpaßkoeffizienten $a_1 = 0,6436$ und $T_{gr\ 0} = 0,2049$ (aus /23/, Abb. 13.40) ergibt sich für den niederfrequenten Grenzwert der Gruppenlaufzeit

$$t_{gr\ 0} = 2 \cdot R \cdot C$$

Mit $C = 1\text{ nF}$ und dem Potentiometer R können Verzögerungszeiten zwischen 0 und 40 μs eingestellt werden, wobei für $R = R_{\text{max}} = 20\text{ k}\Omega$ die Bandbreite der Gruppenlaufzeit 5 kHz beträgt.

Die Signale $x(t)$ und $x(t-2\tau)$ werden mit a_{-1} und a_1 multipliziert, deren Werte mit dem Potentiometer $R1$ zwischen 0,3 und 1 bezogen auf a_0 gewählt werden können. Für das Bezugssignal $x(t-\tau)$ ist a_0 fest vorgegeben. Diese Signale werden

mit entsprechender Polarität dem Summierverstärker LM 301 zugeführt. In Bild 33 sind die Amplituden- und Phasengänge des realisierten Transversalfilters für das symmetrische und unsymmetrische Koeffizientenpaar a_{-1} und a_1 dargestellt.

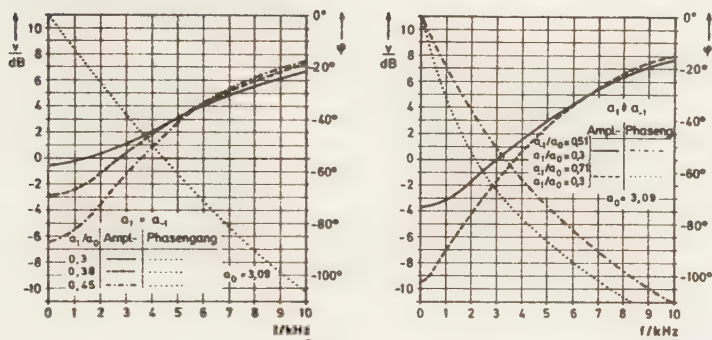
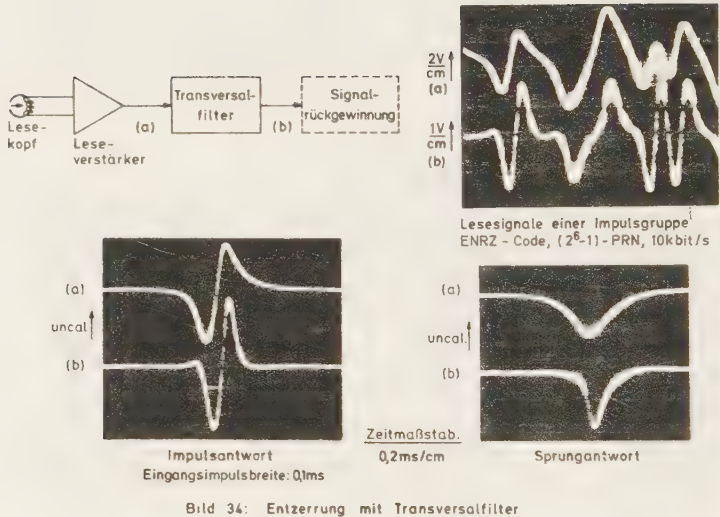


Bild 33: Amplituden- und Phasengang des Transversalfilters für symmetrische und unsymmetrische Koeffizienten /31/

Bild 34 verdeutlicht die Wirksamkeit der Entzerrung durch das Transversalfilter. Wegen des geringen Überschwingers der Impulsantwort erzielt man bereits mit einem zweistufigen Transversalfilter gute Ergebnisse. Mit a_{-1} und a_1 kann eine optimale symmetrische Form des entzerrten Signals eingestellt werden. Die Impulsverschmälierung bewirkt eine Verringerung der Symbolinterferenzen und eine bessere Ausnutzung der Kanalbandbreite.



4.3.2 Methoden der Signalmrückgewinnung

Bei der Übertragung von Impulsen durch einen Magnetbandkanal werden die Signale stark verzerrt. Aus der Literatur sind zwei Methoden bekannt, um aus den Lesesignalen die Impulse zu regenerieren. Eine Methode bewertet die Amplituden der Lesesignale (Bild 35).

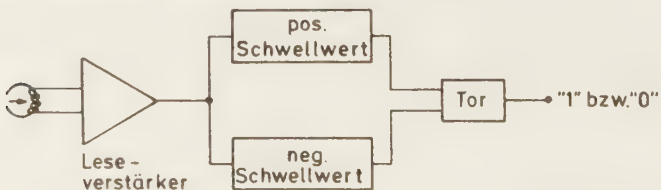


Bild 35: Signalmrückgewinnung durch Amplitudenbewertung der Lesesignale

Dabei wird auf eine Eins erkannt, wenn das Lesesignal einen bestimmten positiven Schwellwert überschreitet bzw. eine Null wird detektiert, wenn das Lesesignal einen bestimmten negativen Schwellwert unterschreitet. Diese Methode der Amplitudenbewertung wird bei der Rückgewinnung NRZ-L-codierter Daten angewendet /37/. Bei hohen Aufzeichnungsdichten versagt diese Methode, da die Amplituden der Lesesignale abnehmen und damit eine amplitudenabhängige Schwellwerteinstellung notwendig wird. Außerdem weisen Magnetbandgeräte mit großen Gleichlauffehlern eine hohe Amplitudeninstabilität auf.

Die andere Methode macht sich die differenzierende Eigenschaft des Bandkanals zunutze /9,38/. Beim Lesen repräsentieren die Spitzen der Lesesignale die aufgezeichneten Impulsflanken (Bild 4). Daher werden die Lesesignale zunächst differenziert (Bild 36a,b). Aus den informationstragenden Lesesignalspitzen entstehen Flanken, deren Steilheit von einem Begrenzerverstärker vergrößert wird (Bild 36c). Die Nulldurchgänge der Flanken werden von einem Detektor abgefragt, der ein Tor steuert. Differentiation, Verstärkung und Begrenzung machen das Verfahren empfindlich gegenüber Störungen. Zur Störsignalausblendung wird das Signal c daher nochmals differenziert und von zwei Schwellwertkomparatoren bewertet (Bild 36e,f,g). Durch logische Verknüpfung dieser Signale werden die Impulse zurückgewonnen.

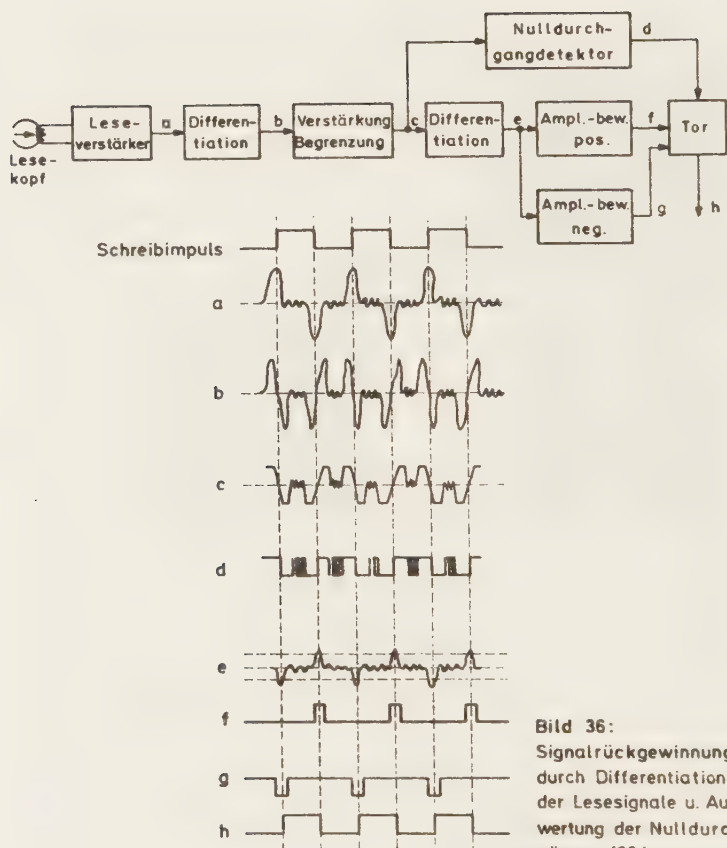


Bild 36:
Signalrückgewinnung
durch Differenziation
der Lesesignale u. Aus-
wertung der Nulldurch-
gänge. /38/

Dieses Verfahren der Differenziation der Lesesignale sowie Abfrage der Nulldurchgänge geht davon aus, daß der Bandkanal näherungsweise differenziert. Diese Annahme gilt aber nur für einen Frequenzbereich bis 1 kHz (Bild 6), d.h. für Bitraten kleiner als 2 kbit/s. Bei höheren Bitraten differenziert der Bandkanal die gespeicherten Signale nicht mehr.

Durch die zweimalige Differentiation werden Rauschsignale um jeweils 6 dB/Oktave angehoben. Die Ansprechschwellen der beiden Komparatoren müssen daher sehr genau eingestellt werden. Einerseits sollen die Schwellwerte so klein sein, daß selbst bei einer stärkeren Streuung der Lesesignalamplituden infolge unterschiedlicher Band-Kopfabstände die Komparatoren ansprechen. Andererseits sind die Schwellwerte so groß zu wählen, daß die Bewertung von Rauschsignalen verhindert wird. Außerdem müssen die Schwellwerte bei unterschiedlichen Datenraten neu eingestellt werden. Diese Einstellung ist vor allem bei hohen Bitraten aufgrund des niedrigen Signal-/Störabstandes sehr kritisch. Eine Änderung der Ansprechschwellen der beiden Komparatoren infolge von Temperaturänderungen beeinflusst in gewissen Grenzen die Tastverhältnisse der aufgezeichneten Impulsmuster. Dies wirkt sich bei hohen Bitdichten nachteilig aus.

4.3.3 Quantisierte Rückkopplung

Bei der digitalen Datenübertragung in Koaxialkabeln wirken auf die Sendeimpulse neben den Dämpfungs- und Phasenverzerrungen auch Bandpaßverzerrungen, die durch die Verwendung von Übertragern zustande kommen /39/. Bild 37 verdeutlicht die prinzipielle Wirkung der Bandpaßverzerrungen. Der Frequenzgang der Übertragungsstrecke

$$|F_{\text{Ges}}| = |F_{\text{Ü}}|^2 \cdot |F_{\text{L}}| \cdot |F_{\text{F}}|$$

ist schematisch dargestellt. Das Ausgangssignal u_a setzt sich näherungsweise zusammen aus dem Signal u_1 und dem Signal u_2 , dessen niederfrequente Spektralanteile nicht übertragen werden. Dies führt zu "Schwankungen der Nulllinie".

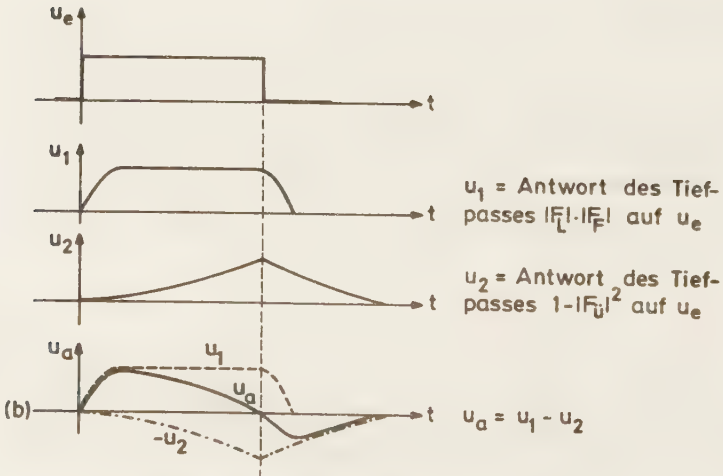
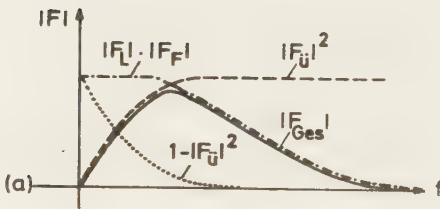
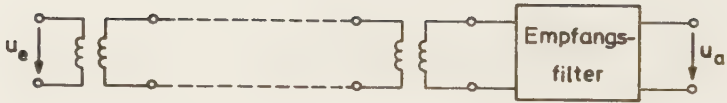


Bild 37: Einfluß einer Übertragungsstrecke mit Übertragern auf einen Impuls /40/

Deshalb werden in die Übertragungsleitungen binäre bzw. mehrstufige Regenerativsysteme eingebaut, in denen die ausgefilterten Frequenzkomponenten wiedergewonnen und dem verzerrten Signal überlagert werden. Durch Anwendung dieser "quantisierten Rückkopplung" wird das Impulsnebensprechen infolge des langen Ausschwingvorganges der Impulse wesentlich reduziert und damit eine höhere Übertragungsrate erzielt.

Die Wirkungsweise der quantisierten Rückkopplung soll anhand von Bild 38 erläutert werden:

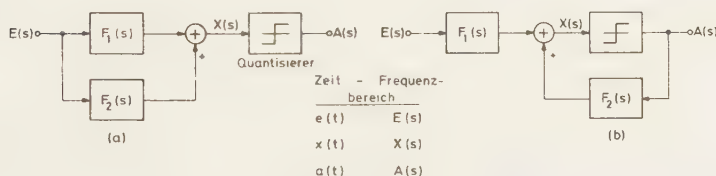


Bild 38: Prinzip der quantisierten Rückkopplung /41/

Ein Rechtecksignal $e(t)$ am Eingang eines Kanals mit der Übertragungsfunktion $F_1(s)$ werde bei der Übertragung linear verzerrt. Wird diesem Kanal ein Netzwerk mit der Übertragungsfunktion $F_2(s)$ parallel geschaltet, so gilt

$$X(s) = [F_1(s) + F_2(s)] \cdot E(s)$$

(komplexe Frequenz $s = \sigma + j\omega$)

Unter der Bedingung, daß

$$F_2(s) = 1 - F_1(s)$$

ist, wird $X(s) = E(s)$, d.h. $e(t)$ mit dem Spektrum $E(s)$ wird unverzerrt übertragen und der binäre Quantisierer entscheidet korrekt auf $a(t) = e(t)$. Mit der Voraussetzung $a(t) = x(t)$ und der Bedingung $F_2(s) = 1 - F_1(s)$ ändert sich an der Wirkung dieses Entzerrers nichts, wenn er die Struktur nach Bild 38b hat. Dies ist aber die Struktur eines Entzerrers mit quantisierter Rückkopplung /41/. Die quantisierte Rückkopplung gestattet nicht nur die Entzerrung von Magnetbandsignalen, sondern auch eine wesentlich einfachere Signalrückgewinnung (Bild 39).

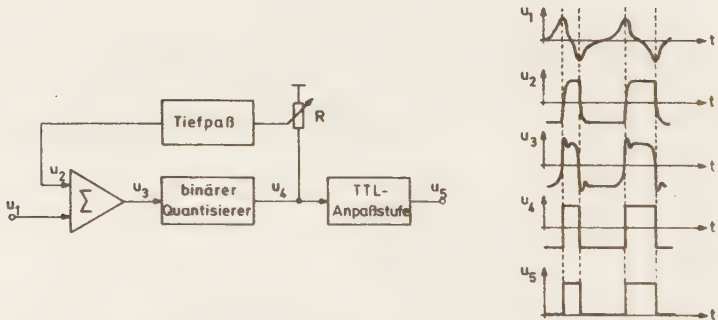


Bild 39: Blockschaltbild quantisierte Rückkopplung zur Impulsregenerierung

Der Verlauf des Lesesignals muß nicht vollständig regeneriert werden; vielmehr genügt es, das Lesesignal erst ab bzw. zu gewissen Zeitpunkten zu korrigieren /42/. Die quantisierte Rückkopplung ermöglicht es, die übertragenen Impulse annähernd in ihrer ursprünglichen Form wieder zurückzugewinnen. Das Signal $u_4(t)$ wird über einen Tiefpaß auf den Eingang einer Addierstufe zurückgeführt. Das erzeugte Korrektursignal $u_2(t)$, dessen Rückkopplungsamplitude mit dem Potentiometer R einstellbar ist, wird

dem Lesesignal $u_1(t)$ überlagert. Am Eingang des binären Quantisierers erhält man ein annähernd rechteckförmiges Signal $u_3(t)$. Der als Komparator geschaltete Quantisierer erkennt die Nulldurchgänge von $u_3(t)$ und regeneriert die Impulse $u_4(t)$. Eine Instabilität über den Rückführungskreis ist nicht möglich, da stets die nächste Quantisierungsschwelle überschritten werden muß, bevor der Quantisierer am Ausgang reagiert /41/.

Das Prinzip und die Wirksamkeit der quantisierten Rückkopplung verdeutlichen die Signale in Bild 40. Aufgrund der Nichtlinearität des Quantisierers gibt es bisher keine geschlossene Lösung für die Dimensionierung des Rückführungstiefpasses im Spektralbereich. Idealerweise müßte seine Übertragungsfunktion invers sein zu der Übertragungsfunktion des Bandkanals im unteren Frequenzbereich. Mit einem Tiefpaß 1. Ordnung konnten bereits gute Ergebnisse erzielt werden. Die Grenzfrequenz für $R = R_{\max} = 2,2 \text{ k}\Omega$ beträgt etwa 700 Hz. Diese Frequenz darf nicht zu niedrig gewählt werden, damit auch schnellere Vorgänge im Korrektursignal berücksichtigt werden können. Außerdem muß die Korrektur des Lesesignals durch $u_2(t)$ vor Eintreffen des nächsten Flußwechsels abgeschlossen sein.

Wegen der Gleichlaufschwankungen des Bandgerätes und des unterschiedlichen Band-Kopfabstandes ist die Lesesignalamplitude Änderungen unterworfen. Diese Änderungen beeinflussen die Lage der Nulldurchgänge von $u_3(t)$. Der am Ein- und Ausgang des Quantisierers entstehende Phasenjitter wirkt sich daher auf die genaue zeitliche Rückgewinnung der Impulse aus. Diese Phasenfehler können jedoch teilweise durch einen Phasenregelkreis kompensiert werden.

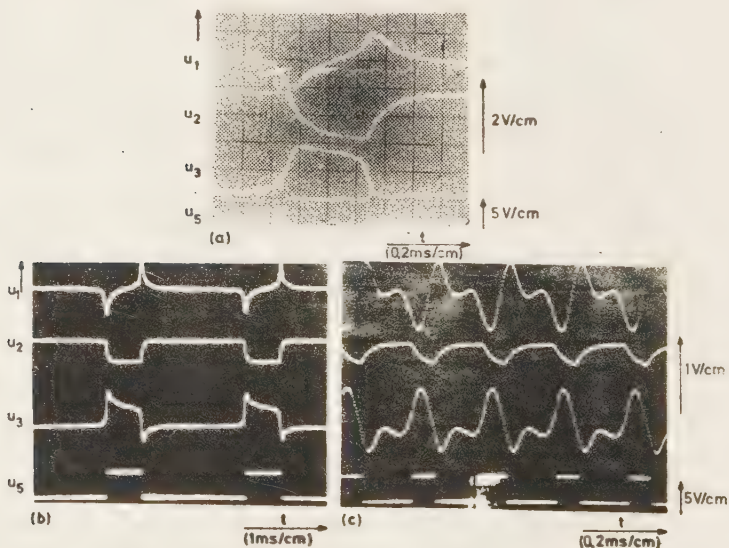
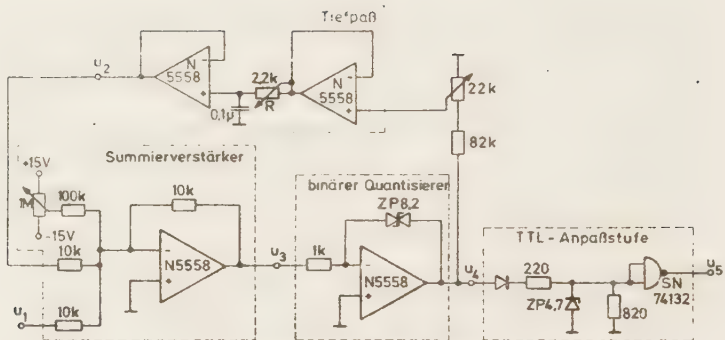


Bild 40: Signlrückgewinnung mit quantisierter Rückkopplung /31/
Einzelimpuls: 2kbit/s (a), Impulsgruppe (100010...): 1kbit/s (b), 10kbit/s (c)

Zur Entzerrung und Signlrückgewinnung digitaler Daten erweist sich die Kombination aus Transversalfilter und quantisierter Rückkopplung als eine sehr praktische und flexible Lösung /26/.

Die erzielten Ergebnisse sind anhand des Magnetbandübertragungssystems in Bild 41 zusammengestellt.

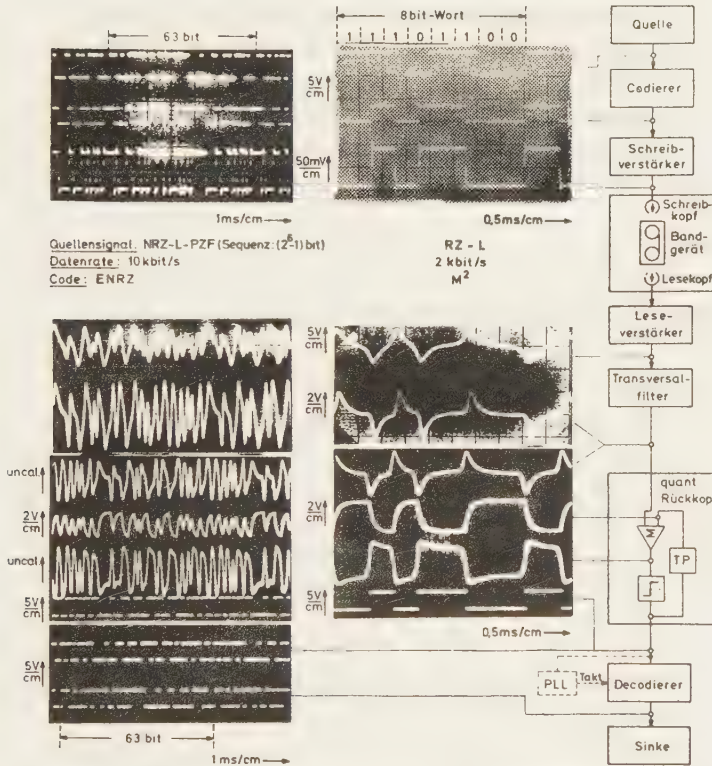


Bild 41: Wirkung des Transversalfilters und der quantisierten Rückkopplung zur Entzerrung und Signalerückgewinnung von Magnetbandsignalen

Die entzerrende Wirkung des Transversalfilters auf die Lese-signale ist deutlich zu erkennen. Durch Änderung der Signal-verzögerungszeit τ und der Bewertungskoeffizienten a_{-1} und a_1

kann eine optimale Anpassung an den vorgegebenen Übertragungskanal erreicht werden. Die Anhebung der höherfrequenten Signalanteile bewirkt eine Impulsverschmälerung und damit eine Reduzierung des Impulsnebensprechens. Die quantisierte Rückkopplung wirkt sich ebenfalls günstig auf das Impulsnebensprechen aus. Durch geeignete Korrektursignale kann der Verlust der Spektralanteile bei tiefen Frequenzen kompensiert werden. Dadurch werden die Lesesignale entzerrt und am Eingang des binären Quantisierers erhält man einen rechteckähnlichen Impulsverlauf.

4.4 Taktrückgewinnung, Datensynchronisation

Die digitale Datenübertragung über einen Magnetbandkanal erfordert beim Lesen nicht nur die Regenerierung der Amplitude, sondern auch die Regenerierung des Zeitverhaltens der Signale. Man benötigt einen Takt, um einer empfangenen Impulsgruppe das gesendete Bitmuster zuordnen zu können, d.h. es muß eine phasenstarre Kopplung zwischen dem regenerierten Takt und den empfangenen Daten hergestellt werden.

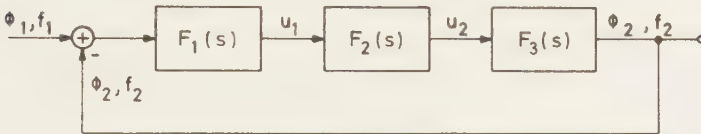
Cassettenbandgeräte erlauben die Datenaufzeichnung auf zwei Spuren. Die Aufzeichnung des Taktes auf einer gesonderten Spur würde jedoch den Bandverbrauch erhöhen ohne zusätzlichen Informationsgewinn. Eine andere Methode leitet aus den verjitterten und amplitudenregenerierten Daten den Bittakt mittels eines Phasenregelkreises ab.

Das folgende Kapitel behandelt zunächst den prinzipiellen Aufbau und die Wirkungsweise eines Phasenregelkreises.

Unter Berücksichtigung verschiedener Randbedingungen wird auf die Dimensionierung und Realisierung einer PLL-Schaltung eingegangen, die sich den dynamischen Eigenschaften des Cassettengerätes gut anpaßt.

4.4.1 Phasenregelkreis (PLL)

Das Grundprinzip einer phasensynchronisierten Regelschleife (Phase-Locked-Loop, PLL) zeigt Bild 42.



Phasendiskriminator PD:

$$F_1(s) = K_D$$

Tiefpaß TP:

$$F_2(s) = F(s)$$

Spannungsgesteuerter Oszillator SGO: $F_3(s) = \frac{K_O}{s}$

Bild 42: Blockschaltbild eines Phasenregelkreises

Mit den Übertragungsfunktionen der Regelkreisglieder und der komplexen Frequenz $s = \sigma + j\omega$ ergibt sich die Übertragungsfunktion für den geschlossenen Regelkreis:

$$\frac{\phi_2(s)}{\phi_1(s)} = \frac{F_1(s) \cdot F_2(s) \cdot F_3(s)}{1 + F_1(s) \cdot F_2(s) \cdot F_3(s)}$$

Dieser Regelkreis kann unter bestimmten Voraussetzungen als lineares Ersatzschaltbild einer PLL-Schaltung angesehen werden. Eine PLL-Schaltung besteht aus den drei Komponenten: Phasendiskriminator (PD), Tiefpaß (TP) und spannungsgesteuerter Oszillator (SGO) /43/.

Im linearen Bereich ist die Ausgangsspannung u_1 des Phasendiskriminators proportional der Phasendifferenz $\phi_1 - \phi_2$ der anliegenden Signale:

$$u_1 = F_1(s) \cdot (\phi_1 - \phi_2) \quad (2)$$

Mit (2) wird die Übertragungsfunktion des Phasendiskriminators:

$$F_1(s) = K_D = \frac{u_1}{\phi_1 - \phi_2}$$

(Diskriminator-Steilheit K_D des Phasendiskriminators in V/rad)

Die Übertragungsfunktion des Tiefpasses lautet:

$$F_2(s) = F(s) = \frac{u_2}{u_1}$$

Für die nichtlineare Kennlinie des spannungsgesteuerten Oszillators gilt in erster Näherung:

$$F_3(s) = \left(\frac{d\phi_2}{du_2} \right) u_2 = 0$$

Mit $d\phi_2 = \frac{d\omega_2}{s}$ ergibt sich für die Übertragungsfunktion des Oszillators:

$$F_3(s) = \left(\frac{d\omega_2}{s \cdot du_2} \right) u_2 = 0 = \frac{K_O}{s}$$

(Oszillator-Empfindlichkeit $K_O = 2\pi \left(\frac{df_2}{du_2} \right) u_2 = 0$ in rad/Vs)

$F_3(s)$ entspricht der Übertragungsfunktion eines Integrators. Im linearen Bereich der SGO-Kennlinie ändert sich die Frequenz proportional zur Eingangsspannung u_2 .

Der Phasenregelkreis hat die Aufgabe, die vom SGO erzeugte Schwingung mit der Frequenz f_2 und der Phase ϕ_2 auf die Frequenz f_1 des Eingangssignals mit der Phase ϕ_1 zu synchronisieren. Aus der Phasendifferenz $\phi_1 - \phi_2$ der beiden Eingangsgrößen erzeugt der PD eine Regelspannung u_1 . Der nachfolgende TP dämpft schnelle Phasenänderungen und siebt hohe Frequenzkomponenten, die im PD entstehen, aus. Über die geglättete Spannung u_2 wird die Frequenz f_2 des Oszillators auf f_1 derart nachgeführt, daß $\phi_1 - \phi_2$ minimal wird. Der Phasenregelkreis rastet ein. Ändert sich f_1 , so wird innerhalb des Haltebereiches ("hold-in range") f_2 nachgeregelt. Wird der Haltebereich überschritten, so geht der Synchronismus verloren. Bei Rücknahme der Frequenzänderung kann innerhalb des Fangbereiches ("lock-in range") wieder Synchronismus hergestellt werden, wobei der Fangbereich in der Regel kleiner ist als der Haltebereich.

Für einen linearen Phasenregelkreis lautet die Übertragungsfunktion

$$\frac{\phi_2(s)}{\phi_1(s)} = \frac{K_D \cdot K_O \cdot F(s)}{s + K_D \cdot K_O \cdot F(s)}$$

Das Produkt $K_D \cdot K_O$ bestimmt die Regelverstärkung der Schleife und hat die Dimension $1/s$.

Für die Fehlerübertragungsfunktion gilt:

$$\frac{\phi_1(s) - \phi_2(s)}{\phi_1(s)} = \frac{s}{s + K_D \cdot K_O \cdot F(s)} \quad (3)$$

Wird ein aktiver PI-Regler 1. Ordnung (Tab.5, Seite 77) mit der Übertragungsfunktion

$$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1}$$

verwendet, so errechnet sich die Phasenübertragungsfunktion /45/ zu

$$\frac{\phi_2(s)}{\phi_1(s)} = \frac{K_D \cdot K_O \cdot (1 + s\tau_2)/\tau_1}{s^2 + (K_D \cdot K_O \cdot \tau_2/\tau_1) \cdot s + K_D \cdot K_O/\tau_1} \quad (4)$$

Aus (4) ist zu ersehen, daß ein Phasenregelkreis 2. Ordnung im Prinzip ein schwingungsfähiges System darstellt.

Mit den charakteristischen Größen

$$\begin{aligned} \text{Eigenfrequenz } \omega_n &= \sqrt{\frac{K_D \cdot K_O}{\tau_1}} \\ \text{und Dämpfung } \xi &= \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_D \cdot K_O}{\tau_1}} = \frac{\tau_2}{2} \cdot \omega_n \end{aligned} \quad (5)$$

ergibt sich aus (3)

$$\frac{\phi_1(s) - \phi_2(s)}{\phi_1(s)} = \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2}$$

und (4)

$$\frac{\phi_2(s)}{\phi_1(s)} = \frac{\omega_n^2 + 2\xi\omega_n \cdot s}{s^2 + 2\xi\omega_n \cdot s + \omega_n^2}$$

Beide Übertragungsfunktionen sind in Bild 43 dargestellt.

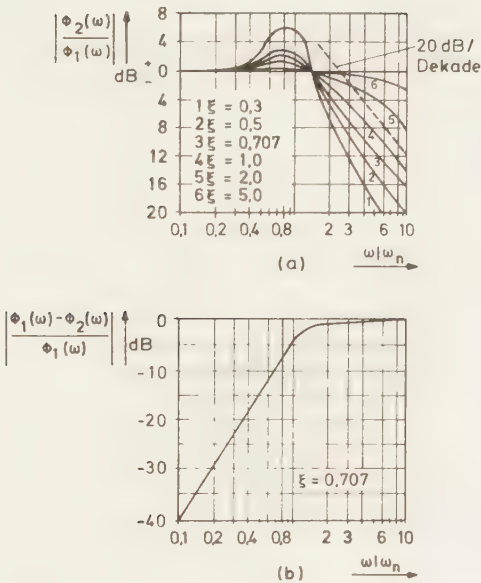


Bild 43: Phasen (a) - und Fehlerübertragungs-
funktion (b) eines Phasenregelkreises 2. Ordnung /44/

Die Phasenübertragungsfunktion (Bild 43a) verdeutlicht, daß für $\xi \geq 0,707$ Phasenänderungen im Bereich $\omega/\omega_n < 1$ ausgeglichen werden. Bei Phasenstörungen, deren Frequenz $\omega > \omega_n$ ist, strebt die Fehlerübertragungsfunktion (Bild 43b) gegen Eins, d.h. die Phasendifferenz wird maximal. Der Phasenregelkreis kann die Störung nicht kompensieren. Nach einer Phasen- oder Frequenzänderung des Eingangssignals hängt das Einschwingverhalten einer PLL von ω_n und ξ ab (Bild 44a,b).

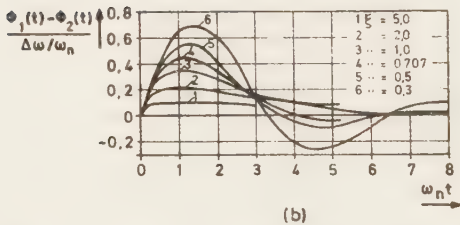
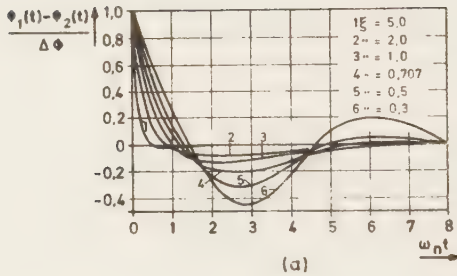
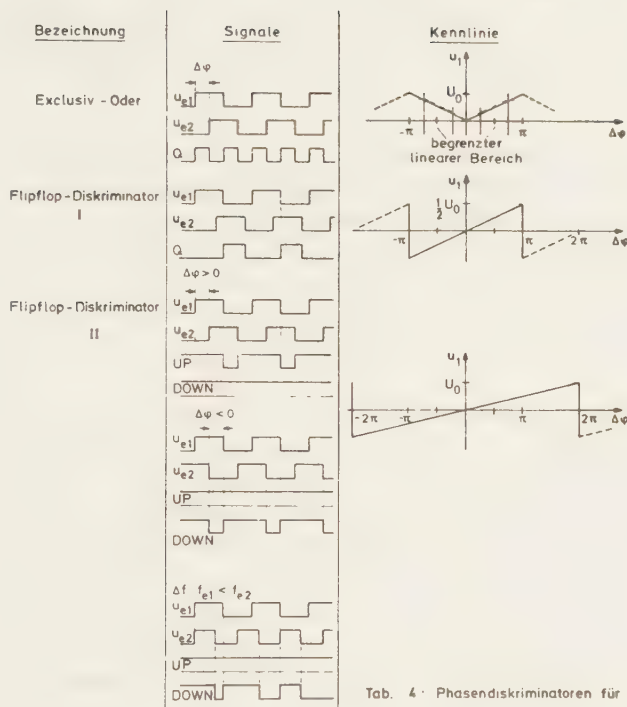


Bild 44 : Einschwingverhalten eines Phasenregelkreises bei sprungartiger Änderung der Phase $\Delta\phi$ (a) und der Frequenz $\Delta\omega$ (b) des Eingangssignals

Im eingeschwungenen Zustand werden Phasendifferenzen auf Null abgebaut.

Abhängig von den zu synchronisierenden Signalen gibt es Phasendiskriminatoren mit unterschiedlichen Eigenschaften. In Tab. 4 sind verschiedene Komparatoren zusammengestellt. Digitale Phasendiskriminatoren vergleichen die beiden Eingangssignale u_{e1} und u_{e2} und leiten aus ihrem Frequenzunterschied Δf bzw. Phasenunterschied $\Delta\phi$ ein Signal UP bzw. DOWN ab. Eine nachgeschaltete Digital-Analogwandlerstufe ("Charge pump") liefert entsprechend den Tastverhältnissen der gepulsten PD-Ausgänge die Regelspannung u_1 als Mittelwert.



Tab. 4 · Phasendiskriminatoren für binäre Signale

Während der EX-OR-Diskriminator ("Exklusiv-Oder") nur ein phasensensitives Verhalten zeigt, sprechen die beiden Flip-flop-Diskriminatoren sowohl auf Frequenz- als auch auf Phasenunterschiede an. Komparatoren besitzen eine nichtlineare Kennlinie, die den Fangbereich einer Regelschleife stark einschränkt.

Der EX-OR-Diskriminator hat eine dreieckförmige Kennlinie, deren linearer Bereich zwischen $0 \leq \Delta\varphi \leq \pm\pi$ liegt.

Unterschiedliche Tastverhältnisse, wie sie z.B. bei einer pseudozufälligen Impulsfolge (PZF) auftreten, begrenzen bei diesem Diskriminator den linearen Arbeitsbereich. Dies hat eine geringere Regelverstärkung und einen kleineren Halte- und Fangbereich zur Folge. Der EX-OR-Diskriminator wird bevorzugt dort eingesetzt, wo nur zeitweise eine Phaseninformation vorliegt. Ist u_{e1} gleich Null, so liefert er ein Rechtecksignal, dessen Mittelwert gleich $(1/2) \cdot U_0$ ist. Mit diesem PD bleibt das PLL-System trotz hoher Störanteile am Signaleingang im eingerasteten Zustand. Ein solches System hat weiterhin die Eigenschaft, daß es auf eine Eingangsfrequenz einrasten kann, die nahe bei einer Harmonischen der SGO-Mittenfrequenz liegt /46/.

In digitalen Synchronisationssystemen werden häufig Kippstufenkomparatoren mit sägezahnförmiger Kennlinie verwendet. Ihr linearer Bereich erstreckt sich über 2π bzw. 4π , was eine Verbesserung der Synchronisationsverhältnisse bedeutet. Die Kippstufen sind aus flankengesteuerten Flipflops aufgebaut, so daß an die Tastverhältnisse der Eingangssignale keine Bedingungen zu stellen sind. Aufgrund ihres frequenzsensitiven Verhaltens erkennen Flipflop-Diskriminatoren während langer Impulspausen bzw. bei großem Flankenjitter von u_{e1} auf zu hohe Frequenz und erniedrigen über u_1 die SGO-Frequenz.

Nach (4) wird das dynamische Verhalten einer PLL-Schaltung von der Art des verwendeten Tiefpasses beeinflusst. Der TP hat die Aufgabe, im Ausgangssignal des Phasendiskriminators enthaltene Oberwellen und vorhandene Störungen auszufiltern und eine Mittelwertbildung durchzuführen. Mit Bestimmung der Zeitkonstanten werden die Rauschbandbreite und die Grenzfrequenz festgelegt. Innerhalb dieses Frequenzbereiches

erfolgt eine Nachregelung des PLL-Systems. In Tab. 5 sind gebräuchliche Tiefpässe zusammengestellt. Vorzugsweise werden passive bzw. aktive PI-Netzwerke eingesetzt, die eine getrennte Beeinflussung von ω_n und ξ gestatten.

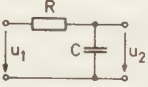
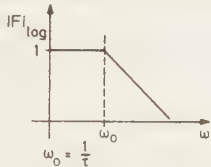
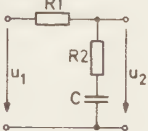
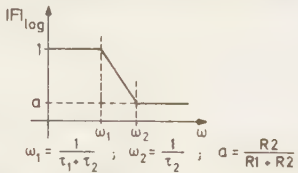
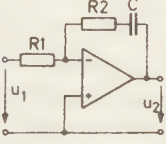
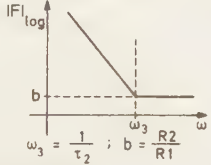
	Schaltung	Übertragungsfunktion	Bode - Diagramm
RC - Glied		$F(s) = \frac{1}{1 + s\tau}$ $(\tau = R \cdot C)$	
pass. PI-Netzwerk		$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{1 + s(\tau_1 + \tau_2)}$ $(\tau_1 = R1 \cdot C, \tau_2 = R2 \cdot C)$	
aktiver PI-Regler		$F(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1}$ $(\tau_1 = R1 \cdot C; \tau_2 = R2 \cdot C)$	

Tabelle 5: Vergleich gebräuchlicher Tiefpässe 1. Ordnung

4.4.2 Anforderungen und Realisierung

Die Wahl eines geeigneten Phasendiskriminators, eines Tiefpasses und eines spannungsgesteuerten Oszillators hängt von den Forderungen ab, die an einen Phasenregelkreis zu stellen sind. Um den Takt aus den Lesesignalen eines Magnetbandkanals abzuleiten, muß das PLL-System bestimmte Bedingungen erfüllen:

a) Code-Taktfrequenz

Werden die Daten im M- oder M²-Code übertragen, so treten Datenflanken am Anfang und in der Mitte einer Bitzelle auf. An diesen Stellen müssen die Daten abgefragt werden, d.h. die SGO-Frequenz muß gleich der doppelten Bittaktfrequenz sein.

b) unterschiedliche Datenraten und Tastverhältnisse

Die Messung von Fehlerhäufigkeiten erfordert ein PLL-System, dessen SGO-Frequenz in Abhängigkeit der Datenrate veränderbar sein muß. Bei der Übertragung von Pseudozufallsfolgen treten unterschiedliche Tastverhältnisse auf, die ein gutes frequenz- und phasensensitives Verhalten des Phasenregelkreises verlangen.

c) großer Halte- und Fangbereich

Um die Synchronisation der PLL in einem weiten Bereich aufrechtzuerhalten, muß der Haltebereich möglichst groß sein. Ebenso sollte bei langen Impulspausen der synchronisierte Zustand beibehalten werden und die Frequenzdrift klein sein. Nach dem Verlust der Synchronisation muß der Phasenregelkreis schnell wieder einrasten, was einen großen Fangbereich erfordert.

d) gutes Nachlaufverhalten und Unempfindlichkeit gegenüber Flankenjitter

Kurzzeitige Geschwindigkeitsschwankungen des Cassettengerätes verursachen einen Flankenjitter der Lesesignale. Der Phasenregelkreis soll sich gegenüber hochfrequentem Pulsjitter durch eine gute Störunterdrückung auszeichnen. Andererseits sollen langsame Geschwindigkeitsänderungen gut ausgegelt werden.

Das Spektrum pulscodemodulierter Daten enthält keinen Spektralanteil bei der Bittaktfrequenz, d.h. das Spektrum ist an dieser Stelle Null /45/. Man kann mit der codierten Bitfolge keinen Oszillator synchronisieren, der in der Nähe der Bittaktfrequenz schwingt. Durch Differenziation und Gleichrichtung der Flanken, deren kürzester Abstand beim NRZ-L-, ENRZ-, M- und M²-Code die Bittaktperiode T bestimmt, wird eine Spektralkomponente bei der Bittaktfrequenz erzeugt, mit der ein Phasenregelkreis synchronisiert werden kann.

Bild 45 zeigt das Prinzip der realisierten Taktrückgewinnung /20,26/. Die Flanken der regenerierten Daten werden differenziert und gleichgerichtet. Die dadurch erzeugten Impulse, deren Impulsbreite über ein Monoflop eingestellt werden kann, werden zur Synchronisation des Phasenregelkreises verwendet.

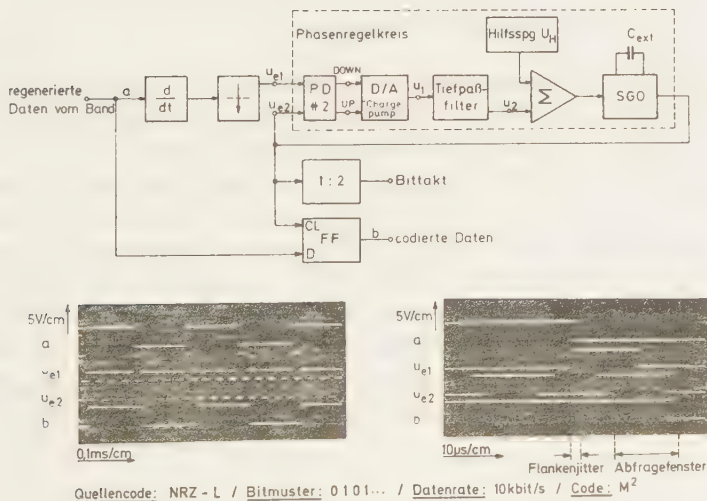


Bild 45: Prinzip der Taktrückgewinnung aus M- bzw. M²- Daten

Bei der Taktrückgewinnung aus M- und M²-codierten Daten schwingt der SGO mit doppelter Bittaktfrequenz, während bei ENRZ-codierten Daten die SGO-Frequenz das 8/7-fache der Bittaktfrequenz beträgt. Die Datenübernahme erfolgt mit dem Flipflop FF, da für den nachfolgenden Decodierer keine Phasenverschiebung zwischen den Daten und dem Bittakt zulässig ist.

Bei der Realisierung der PLL muß ein Kompromiß zwischen den genannten Forderungen gefunden werden. Der verwendete integrierte Schaltkreis MC 4044 enthält zwei Phasendiskriminatoren /46/. Der frequenz- und phasenempfindliche Flipflop-Diskriminator PD#1 erwies sich für die Taktrückgewinnung als ungeeignet. Zum einen mußte das Problem gelöst werden, die SGO-Impulse während großer Flankenabstände vom PD fernzuhalten, da dieser sofort auf zu hohe Frequenz erkannt und die SGO-Frequenz erniedrigt hätte. Dieses Problem tritt vor allem bei Drop-out-Fehlern auf. Andererseits war es nicht möglich, bei unterschiedlichen Datenraten die richtige Bittaktfrequenz herauszufinden und darauf zu synchronisieren.

Der PD#2 reagiert nur auf Phasenunterschiede $\varphi \gtrsim \pi/2$ zwischen u_{e1} und u_{e2} , bezogen auf u_{e2} (Bild 46). Im synchronisierten Zustand der Phasenregelschleife schwingt der SGO mit $\pi/2$ -Phasenverschiebung gegenüber den regenerierten Daten, d.h. die Signale u_{e1} und u_{e2} sind um $\pi/2$ gegeneinander verschoben. Die Forderung nach einem Tastverhältnis von 1:1 stellt sich als nicht so wichtig heraus, wenn gewährleistet wird, daß der SGO mit der erforderlichen Frequenz schwingt. Diese Mittenfrequenz des Oszillators wird mit der Hilfsspannung U_H (Bild 45) eingestellt, die der tiefpaßgefilterten Regelspannung u_2 überlagert ist.

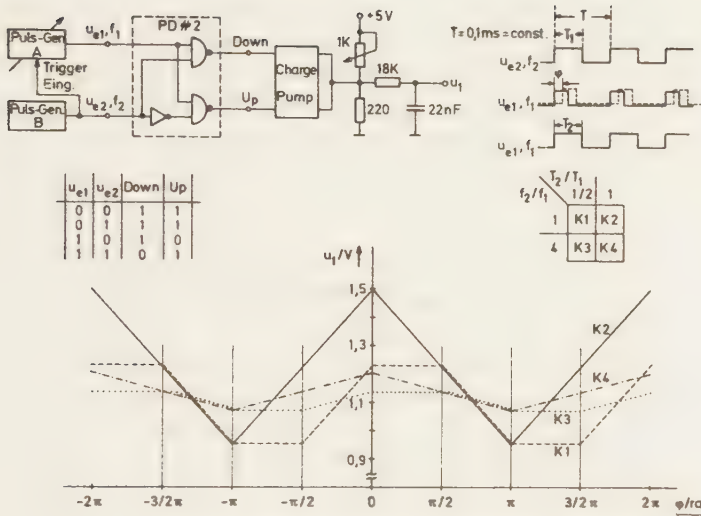


Bild 46: Kennlinien des PD #2 mit Meßschaltung nach /46/

Bild 46 zeigt die Abhängigkeit der Steilheit und des Bereiches des linearen Kennlinienastes von unterschiedlichen Pulsbreite (T_2/T_1)- und Frequenz (f_2/f_1)-verhältnissen. Daraus ergibt sich, daß bei einem mittleren Frequenzverhältnis $f_2/f_1 = 4$ (Kurve K4) die Diskriminatorsteilheit K_D um den Faktor 4 kleiner ist gegenüber K_D bei einem Frequenzverhältnis $f_2/f_1 = 1$ (Kurve K2). Für $f_2/f_1 = 4$ beträgt $K_D = 0,041 \text{ V/rad}$. In Bild 45 sind einige Signale des PLL-Systems dargestellt. Die Streubreite des Flankenjitters ist zu erkennen, wobei u_{e2} innerhalb des Haltebereiches nachgeführt wird. Infolge der Phasenverschiebung von $\pi/2$ wird das "Abfragefenster" von u_{e2} zur Austastung von u_{e1} verwendet. Dieses "Abfragefenster" soll möglichst breit sein, um die Auswertung benachbarter Informationsbits unempfindlich zu machen gegenüber auftretenden Zeitfehlern und Bandgeschwindigkeitsschwankungen.

Als SGO wurde der integrierte Schaltkreis MC 4024 eingesetzt. Innerhalb eines Spannungsbereiches von 3,5 V bis 5 V kann

die Mittenfrequenz des SGO in Abhängigkeit einer externen Kapazität C_{ext} gewählt werden (Bild 47).

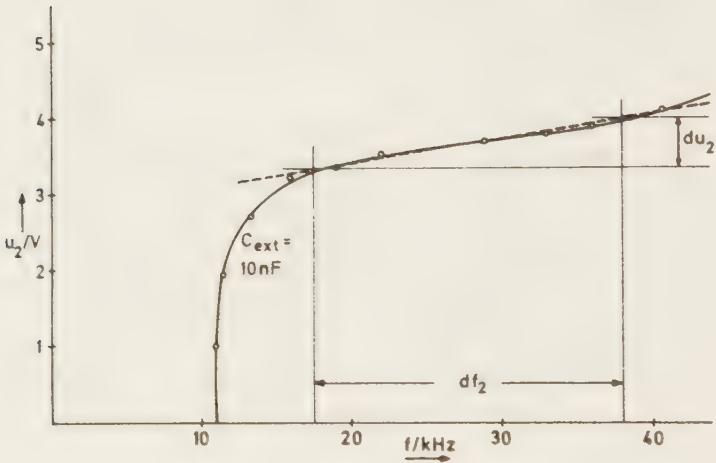


Bild 47: SGO - Kennlinie

Aus dem näherungsweise linearen Kennlinienbereich des SGO ergibt sich für $C_{\text{ext}} = 10\text{nF}$ die Oszillator-Empfindlichkeit

$$K_O = 2\pi \frac{df_2}{du_2} = 2\pi \frac{(38-17,5)}{(4-3,3)} \frac{\text{kHz}}{\text{V}} = 184 \cdot 10^3 \frac{\text{rad}}{\text{Vs}}$$

Damit beträgt die Regelverstärkung der Schleife

$$K_D \cdot K_O = 0,041 \cdot 184 \cdot 10^3 \frac{1}{\text{s}} = 7,54 \cdot 10^3 \frac{1}{\text{s}}$$

Das Einschwingverhalten einer PLL hängt von der Wahl und der Dimensionierung des Tiefpasses ab. Nach den Angaben des

Herstellers in /46/ wurde in Verbindung mit dem PD#2 und der "Charge pump" ein aktiver PI-Regler (Tab.5) verwendet. In Abhängigkeit seiner Zeitkonstanten τ_1 und τ_2 wird ξ im allgemeinen so gewählt, daß das Einschwingen möglichst rasch erfolgt. Meist strebt man daher $\xi = 1$ an.

Die Forderungen, die der TP zu erfüllen hat, sind gegensätzlich: Einerseits soll die PLL-Schaltung Nutzsiganländerungen, d.h. Phasensprüngen möglichst rasch folgen können. Dies bedeutet große Bandbreite bzw. kleine Zeitkonstante. Andererseits sollen überlagerte Störungen gut unterdrückt werden, was einer kleinen Bandbreite, also einer großen Zeitkonstanten entspricht. Außerdem muß nach /47/ die Bandbreite der PLL größer sein als die Bandbreite des Flutterspektrums eines Bandgerätes. Mehrere Versuche bestätigten diese Forderung. Den Eigenschaften des Cassettengerätes konnte die PLL-Schaltung mit den Parametern $\omega_n = 9,28 \cdot 10^3$ rad/s und $\xi = 1,85$ am besten angepaßt werden. Mit diesen Werten und $C = 47$ nF lassen sich die Filterkomponenten berechnen.

Aus (5) ergibt sich für

$$\tau_1 = \frac{K_D \cdot K_O}{\omega_n^2} = 87,5 \text{ } \mu\text{s}$$

$$\tau_2 = \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} = 0,4 \text{ ms}$$

Fragen der Optimierung des Phasenregelkreises gegenüber sich widersprechenden Forderungen, wie z.B. gutes Regelverhalten bei Phasensprüngen oder Unempfindlichkeit gegenüber hochfrequentem Flankenjitter, ebenso wie der Vergleich mit Alternativlösungen, müssen eingehenderen Untersuchungen vorbehalten bleiben.

5. Ergebnisse

Unter Berücksichtigung der Eigenschaften eines Magnetbandkanals wurde ein System entworfen und aufgebaut, dessen Übertragungsqualität mit dem beschriebenen 2-Spur-Cassettenbandgerät geprüft wurde. Zur objektiven Beurteilung der Systemgüte werden Signalspektren und Augenmuster herangezogen. Eine wichtige Kenngröße ist die Fehlerwahrscheinlichkeit. Dieses Kapitel behandelt verschiedene Fehlermeßmethoden, die bei der Datenübertragung über Magnetbandkanäle angewandt werden. Mit einem Fehlermeßgerät werden die Fehlerhäufigkeiten in Abhängigkeit der Bitrate für drei Kanalcodierungen gemessen. Anhand der Fehlerkurven werden die Meßergebnisse diskutiert und Möglichkeiten für eine bessere Auslegung des Übertragungssystems erörtert.

5.1 Spektren

Bei der Übertragung von Daten über bandbegrenzte Systeme werden die Signalspektren verformt. Aufgabe des Empfängers ist es, das Spektrum der gesendeten Daten wieder herzustellen. An bestimmten Stellen des Übertragungssystems wurden die Amplitudenspektren einer pseudozufälligen Folge (PZF) gemessen und in Bild 49 dargestellt.

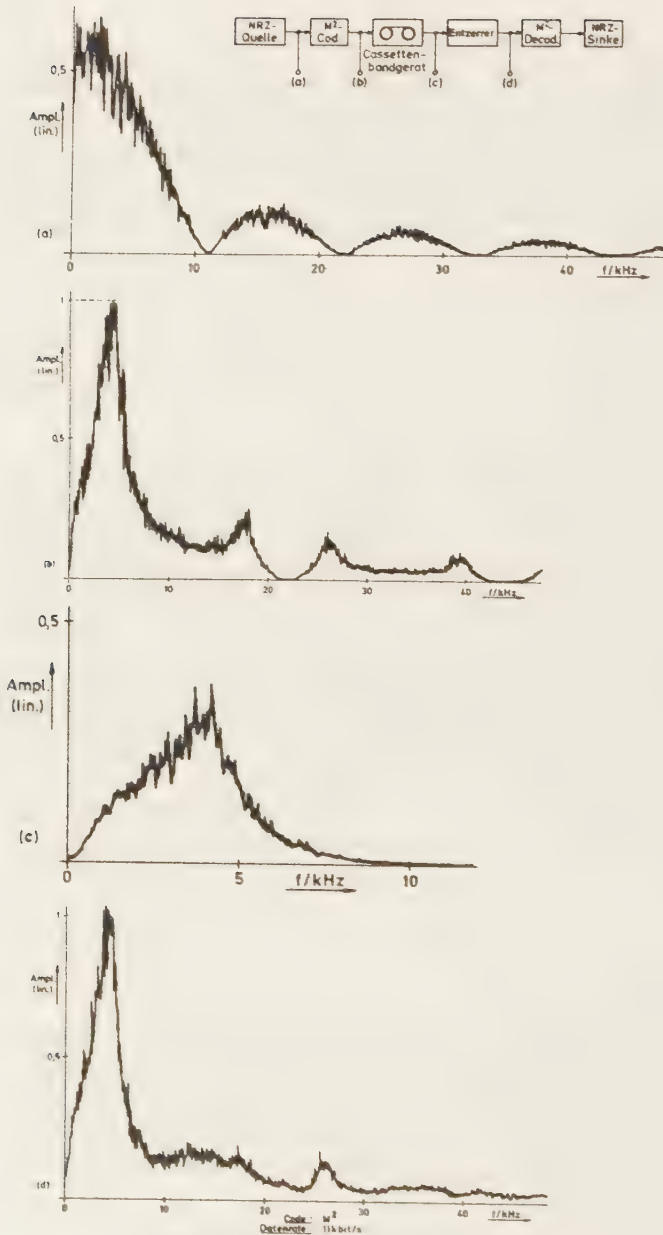


Bild 48: Amplitudenspektren einer PZF an bestimmten Stellen des Übertragungssystems / 22/

Ausgehend vom NRZ-Spektrum (a) mit seinem hohen Energieanteil im Bereich niedriger Frequenzen, werden die Daten durch den Codierer spektral geformt (b) und im M^2 -Code aufgezeichnet. Sein Energieanteil im niederfrequenten Bereich ist minimal, während der größte Energieanteil in einem Frequenzbereich liegt, der vom Bandkanal gut übertragen wird. Trotz dieser Anpassung wird das Spektrum der Daten durch den Kanal stark verformt (c). Transversalfilter und quantisierte Rückkopplung entzerren die Daten und regenerieren ein Spektrum (d), das näherungsweise dem M^2 -Spektrum entspricht.

5.2 Augenmuster

Für die meßtechnische Beurteilung der Übertragungsqualität hat das Augendiagramm die größte Bedeutung. Das Bild des Augendiagramms entsteht durch Überlagerung des Signalverlaufs sehr vieler unterschiedlicher Datenkombinationen, sofern das reproduzierte Signal mit dem rückgewonnenen Takt synchronisiert wird. Da die Form des PCM-Auges vom Bitmuster abhängig ist, sollten möglichst lange Sequenzen einer PZF übertragen werden. Bild 50 zeigt die idealen Augenmuster des M- bzw. M^2 -Codes und des ENRZ-Codes.

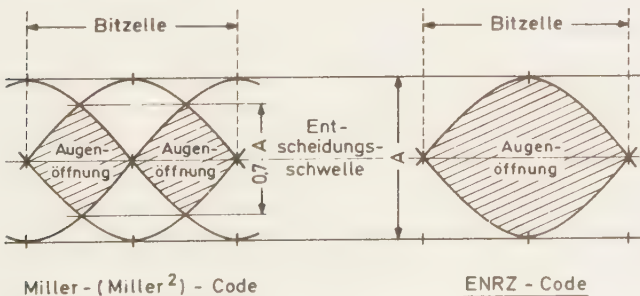


Bild 50: Ideale Augenmuster /25/

Wegen des bandbegrenzten Übertragungssystems ergeben sich sinusähnliche Signalverläufe, deren Superposition zu Bereichen führt, die frei bleiben. Diese Bereiche ("Augenöffnung") sollen möglichst groß sein; je breiter und höher die Augenöffnungen sind, um so geringer ist die Wahrscheinlichkeit, daß der binäre Quantisierer falsch entscheidet. Bezogen auf die drei untersuchten Kanalcodierungen ist im Idealfall die Öffnung des M- bzw. M^2 -Auges um den Faktor 0,7 kleiner als die Öffnung des ENRZ-Auges. Dies bedeutet, daß selbst bei Signaleinbrüchen um 3 dB ENRZ-codierte Daten noch richtig übertragen werden.

Unter dem Einfluß von Verzerrungen und Störungen wird die Augenöffnung kleiner. Dabei ist die horizontale Öffnung des Auges ein Maß für die Abweichung vom optimalen Abtastzeitpunkt. Bei der realisierten Signalrückgewinnung liegt die Entscheidungsschwelle im Nulldurchgang der Signale, dessen zeitliche Lage stark von der Größe des Flankenjitters abhängt. Die vertikale Augenöffnung ist ein Maß für die Empfindlichkeit gegen Störsignale und Signaleinbrüche, die z.B. durch nicht konstanten Band-Kopfabstand oder durch Drop-outs auf den Bändern verursacht werden können.

Die Wirksamkeit des Transversalfilters und der quantisierten Rückkopplung zur Entzerrung von Magnetbandsignalen geht aus Bild 51 hervor. Diese Entzerrungsmethode bewirkt eine deutliche Vergrößerung der Augenöffnung. Aufgrund der großen Sequenzlänge von $(2^{20}-1)$ bit = 1.048.575 bit gibt es bestimmte, selten auftretende Bitmuster, die zwar die Augenöffnung verkleinern, die aber wegen ihres seltenen Auftretens die Übertragungsqualität nicht wesentlich beeinträchtigen.

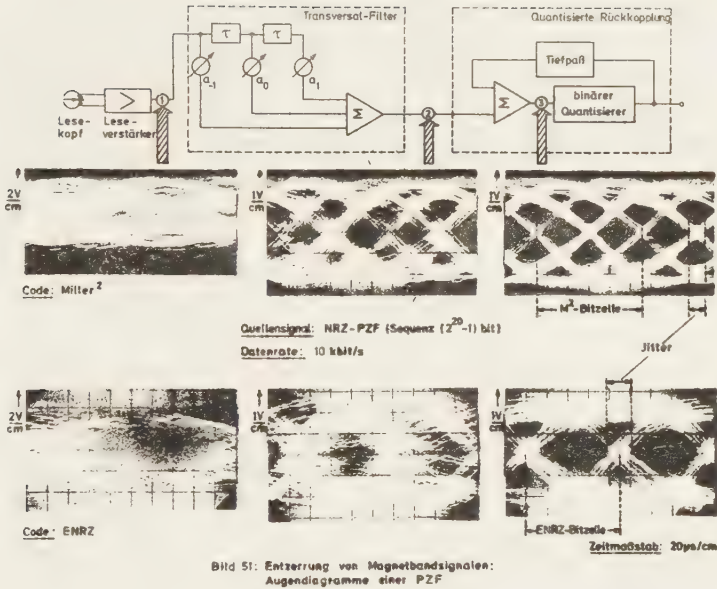


Bild 51: Entzerrung von Magnetbandsignalen:
Augendiagramme einer PZF

Die Augendiagramme vermitteln einen optischen Eindruck von der Qualität eines Übertragungssystems. Um jedoch eine Aussage über die aufgetretenen Bitfehler während einer Übertragung machen zu können, sind Fehlerhäufigkeitsmessungen notwendig.

5.3 Fehlerhäufigkeiten

Die Fehlerhäufigkeit ist eine weitere Größe, mit der die Qualität digitaler Systeme gekennzeichnet werden kann. Sie hängt von den Eigenschaften des Übertragungskanal, den angewandten Übertragungsverfahren und von den auf die Signale

einwirkenden Störgrößen ab und ist somit charakteristisch für das jeweilige Übertragungssystem. Dabei spielt die Bitfehlerhäufigkeit eine wichtige Rolle. Sie ist definiert als das Verhältnis der Anzahl der fehlerhaft empfangenen Bits zur Anzahl der übertragenen Bits. Daneben gibt es die Blockfehlerhäufigkeit, die durch das Verhältnis der fehlerhaft empfangenen Blöcke zur Anzahl der übertragenen Blöcke definiert ist.

Gerade die Datenübertragung über Magnetbandkanäle weist eine gewisse Fehlerhäufigkeit auf. Trotz sorgfältiger Fertigung der Bänder, trotz verbesserter Bandlaufwerke und trotz optimaler Dimensionierung der Schreib-/Leseelektronik treten Bitfehler auf. Bei hohen Speicherdichten verursachen bereits kleinste Verunreinigungen auf dem Band einen Signalausfall und somit einen Fehler. Außer statistisch verteilten Bitfehlern können zeitlich eng benachbarte Fehler als Bündelfehler auftreten. Diese wirken sich vor allem bei hohen Bitraten auf die Fehlerhäufigkeit aus, da die durch eine Störung beeinflussten Informationsbits größer sind als bei niedrigen Bitraten.

In der Bandspeichertechnik unterscheidet man zwei Fehlerarten:

- 1) Als "soft errors" werden Fehler bezeichnet, die nach mehrmaligem Lesen derselben Bandstelle beseitigt sein können. Diese Fehler werden durch momentane Gleichlauffehler des Bandes oder durch Staubteilchen zwischen Band und Lesekopf verursacht.
- 2) Als "hard errors" werden Fehler bezeichnet, die durch Fertigungsfehler des Bandes, durch Bandbeschädigungen infolge eines mangelhaften Laufwerks oder durch zu hohe Bandabnutzung verursacht werden ("drop-out").

Um diese Fehler erkennen zu können, muß die Information redundant gespeichert werden. Wie beim ENRZ-Code werden Datenbits zu einem Wort zusammengefaßt und durch ein zusätzliches Kontrollbit auf gerade oder ungerade Parität ergänzt ("Längsparität"). Bei Mehrspuraufzeichnungen wird außerdem ein Querparitätsbit aufgezeichnet, das quer über die Informationskanäle gebildet wird. Ein weiteres wichtiges Prüfverfahren ist die Cyclic-Redundancy-Check (CRC)-Prüfung. Es handelt sich um ein Längsprüfverfahren, das im Rahmen der Normungsarbeit bei ECMA und DIN standardisiert wurde.

Um das im Rahmen dieser Arbeit realisierte Übertragungssystem mit dem Cassettenbandgerät testen zu können, wurde eine andere Art der Fehlererkennung gewählt. Im Gegensatz zu anderen Nachrichtenkanälen kann die Zeitspanne zwischen Aufnahme und Wiedergabe bei Magnetbandgeräten sehr groß sein. Da das regenerierte Signal nicht unmittelbar mit dem gesendeten Signal verglichen werden kann, ist eine Echtzeit-Fehlermessung nicht möglich.

5.3.1 Fehlermeßmethoden

In /48/ werden verschiedene Möglichkeiten der Fehlererkennung bei Bandaufzeichnungen angegeben. Die beiden wichtigsten Verfahren sind:

- 1) Es wird ein n -Bit langes Wort periodisch aufgezeichnet. Bei der Wiedergabe werden die Daten in ein $(n+1)$ -Bit langes Schieberegister gelesen und die erste und letzte Stelle miteinander verglichen. Dabei werden immer gleiche Bitzellen zweier aufeinanderfolgender Worte verglichen und bei Ungleichheit ein Fehler gemeldet. Da sich jeder Fehler doppelt aus-

wirkt, muß die Anzahl der Fehler durch zwei geteilt werden. Diese Methode ist zwar sehr einfach, hat aber den Nachteil, daß musterbedingte Bitfehler an der gleichen Stelle einer PZF nicht erkannt werden.

2) Bei dieser Methode wird eine PZF, der Synchronisierzeichen hinzugefügt werden, periodisch aufgezeichnet. Diese synchronisieren bei der Wiedergabe einen PZF-Generator, der selbst die gleiche PZF erzeugt, die ihrerseits mit der vom Band kommenden PZF verglichen wird. Diese Methode setzt allerdings voraus, daß die Synchronisierzeichen immer richtig erkannt werden. Geht die Synchronisation verloren, so werden Fehlerbündel gemeldet an Stellen, an denen in Wirklichkeit nur einige Binärzeichen falsch sind. Dieser Nachteil wird bei Fehlermeßgeräten, die nach dem gleichen Prinzip arbeiten, vermieden.

5.3.2 Bitfehlermessungen

Zur Messung von Bitfehlern in digitalen Übertragungssystemen sind Testsignale erforderlich, die möglichst alle in der Praxis vorkommenden Bitmuster enthalten sollen. Häufig werden die zu übertragenden Daten mit einem sogenannten Scrambler verwürfelt, der über rückgekoppelte Schieberegister aus einer beliebigen Datenfolge eine binäre PZF erzeugt. Im Empfänger wird diese Umcodierung mit einem Entwürfler ("Descrambler") wieder rückgängig gemacht. Pseudozufallsfolgen sind periodisch, wobei die Zykluslänge $N = 2^n - 1$ von den n Stufen des Schieberegisters abhängt [49,50]. Die statistischen Eigenschaften einer echten Zufallsfolge werden von einer PZF um so besser erfüllt, je größer n gewählt wird. Innerhalb eines Zyklus treten Bitmuster auf, die maximal n aufeinanderfolgende Einsen und maximal $(n-1)$

aufeinanderfolgende Nullen enthalten. Diese Muster sind wegen des großen Versatzes der Lesesignalspitzen besonders ungünstig für die Übertragung über Bandkanäle. Im allgemeinen ist die Empfindlichkeit gegenüber Störungen von dem gerade übertragenen Bitmuster abhängig. Die Störempfindlichkeit schwankt daher bei der Übertragung einer PZF periodisch mit der Zyklusfrequenz $1/N \cdot T$.

Bitfehlermeßgeräte erzeugen Pseudozufallsfolgen als Testmuster. Zur Fehlermessung wurde das Fehlerhäufigkeitsmeßgerät hp 1645A verwendet, das Messungen der Bitfehlerrate und der Blockfehlerrate zuläßt. Das Gerät besteht aus einem Mustergenerator, der periodische Bitfolgen und Pseudozufallsfolgen mit der Zykluslänge (2^6-1) bit, (2^9-1) bit, $(2^{11}-1)$ bit und $(2^{20}-1)$ bit erzeugt. Ein Bitmusterkomparator vergleicht das im Empfangsteil erzeugte Referenzmuster mit dem vom System übertragenen Muster und führt einen Bit-für-Bit-Vergleich beider Muster durch. Die Synchronisierung erfolgt, sobald n aufeinanderfolgende fehlerfreie Bits übertragen wurden. Die Dauer des Synchronisiervorgangs erhöht sich damit linear mit n. Eine Neusynchronisierung zwischen dem Referenzmustergenerator und der empfangenen Datenfolge ist erforderlich, wenn mehrere aufeinanderfolgende Bitfehler auftreten. Starke Phasensprünge erzeugen Taktverschiebungen, die vom hp 1645A als Fehler ("Clock slip") angezeigt werden. Ebenso wird die Anzahl der Drop-out-Fehler ("Carrier loss") registriert.

In Bild 52 ist das Fehler-Meßsystem mit dem Cassettenbandgerät als Testhilfe für das Übertragungssystem dargestellt. Das Fehlermeßgerät hp 1645A erzeugt Pseudozufallsfolgen im NRZ-L-Code, wobei mit einem externen Taktgenerator die Bitrate eingestellt werden kann. Die Bitmuster werden in den ENRZ-, M- bzw. M²-Code umgewandelt und auf Band aufgezeichnet.

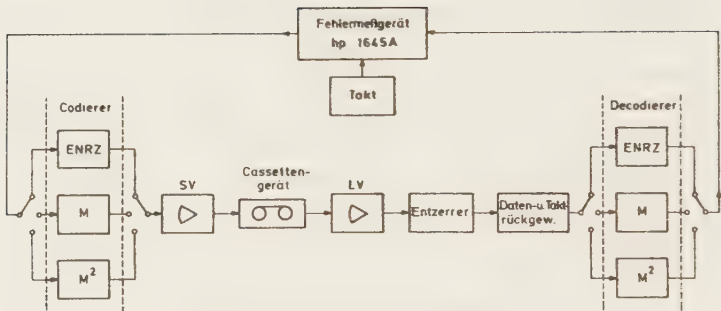


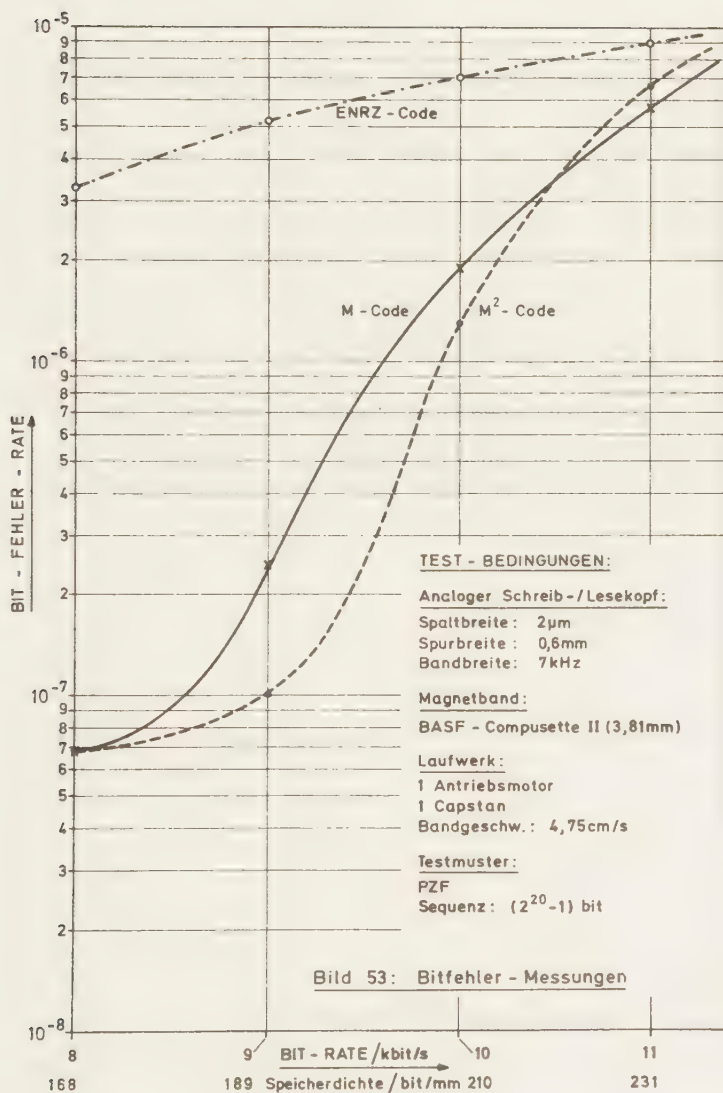
Bild 52: Blockschaltbild Fehler - Meßsystem /26/

Bei der Wiedergabe erfolgt die Entzerrung der Lesesignale sowie die Daten- und Taktrückgewinnung. Anschließend werden die Daten decodiert und dem Fehlermeßgerät zugeführt.

Unter den in Bild 53 angegebenen Testbedingungen wurde die Bitfehlerrate in Abhängigkeit der Übertragungsrate gemessen. Nach Bestimmung des optimalen Arbeitspunktes anhand der Aussteuerungskurven (Bild 25) wurden auf dem Cassettenband fortlaufend Pseudozufallsfolgen der Länge $(2^{20}-1)$ bit ohne zusätzliche Synchronisierzeichen bitseriell aufgezeichnet. Bei einer Aufzeichnungsdauer von ca. 30 min können z.B. bei einer Bitrate von 10 kbit/s auf einer Spur 18 Mbit gespeichert werden.

Bei den Fehlermessungen wurden nur Einzelbitfehler berücksichtigt. Aus insgesamt $m = 5$ Meßläufen je Bitrate wurde der Schätzwert $\hat{\mu}$ für den linearen Mittelwert der übertragenen Bitfehler x_i ermittelt:

$$\hat{\mu} = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m x_i$$



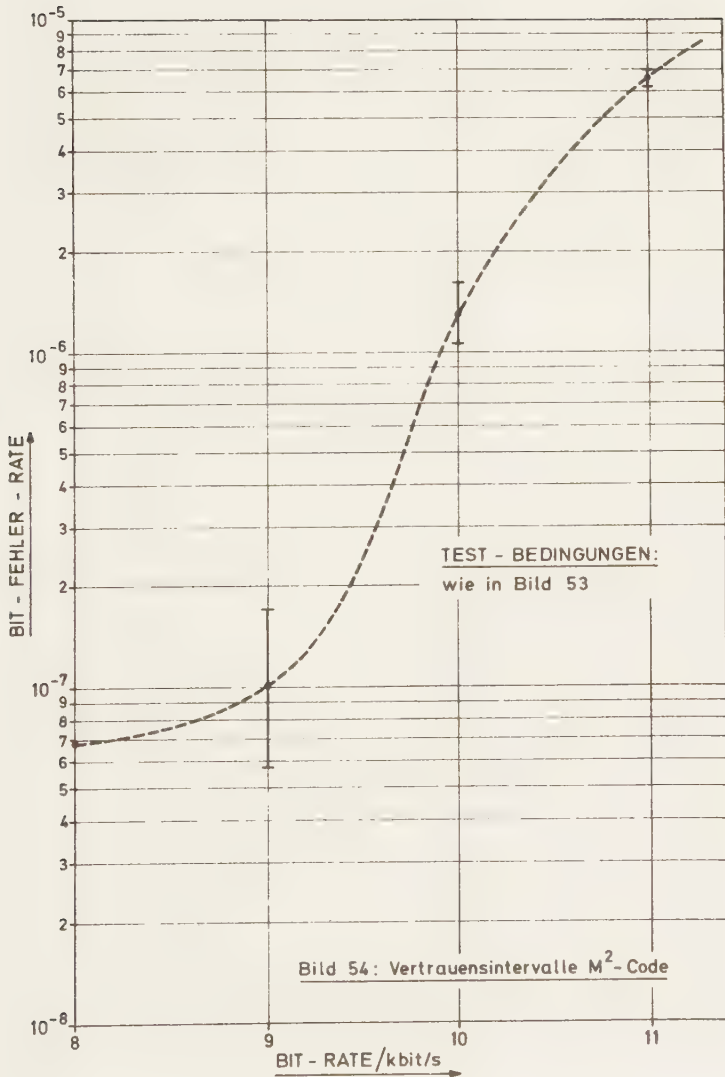
Daraus ergibt sich der Schätzwert für die Bitfehlerrate $\hat{p}^*$

$$\hat{p}^* = \frac{\hat{p}}{M} \quad (M = \text{Zahl der übertragenen Bits})$$

Während der Durchführung der voneinander unabhängigen Meßläufe kann davon ausgegangen werden, daß sich die Eigenschaften des Cassettenbandgerätes, wie z.B. Band- oder Kopfabrieb, nicht geändert haben. Mit dieser Voraussetzung können die auftretenden Zufallsgrößen mit dem Merkmal "Bitfehler" bzw. "kein Bitfehler" durch die Binomial-Verteilung charakterisiert werden. Bei einer vorgegebenen statistischen Aussagesicherheit von 95 % lassen sich zur Abschätzung der Bitfehlerrate Vertrauensintervalle nach /51/ angeben. In den Bildern 54 bis 56 sind die Vertrauensintervalle für einige Übertragungsraten eingezeichnet. Daraus ergibt sich, daß die relative Größe der Vertrauensintervalle

$$v_{\text{rel}} = \frac{g_o - g_u}{\hat{p}^*}$$

mit den Grenzen g_u (untere Grenze) und g_o (obere Grenze) mit zunehmender Bitrate kleiner wird.



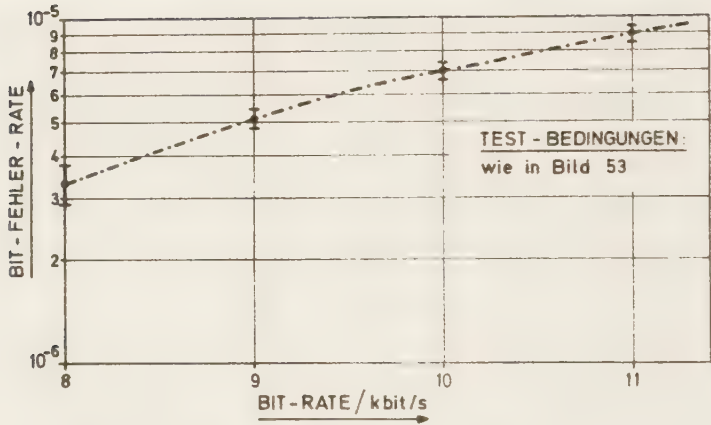
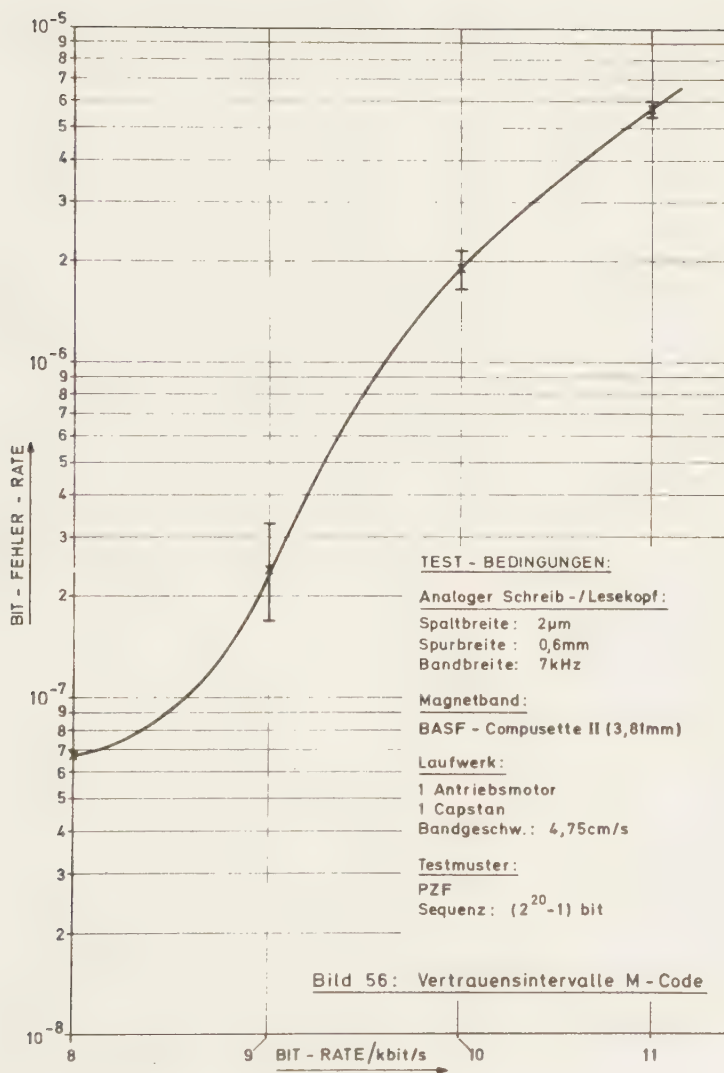


Bild 55: Vertrauensintervalle ENRZ - Code

Bei der Wiedergabe treten bis zum Einsynchronisieren des Phasenregelkreises Fehlerbündel auf. Besonders die ersten und letzten Abschnitte eines Bandes unterliegen dem Verschleiß, der Faltenbildung sowie der Verschmutzung und verursachen Fehlerbündel. Hinzu kommt, daß nach dem Start des Laufwerks die geforderte Sollgeschwindigkeit des Bandes erst nach einer bestimmten Zeit erreicht wird /16/. Während der Messung treten Fehlerbündel auf, die durch momentane Geschwindigkeitsschwankungen bzw. durch Drop-outs verursacht werden. Die Messungen ergaben, daß Fehlerbündel infolge von Phasenverschiebungen zwischen den Daten und dem rückgewonnenen Takt stochastisch verteilt und unterschiedlich lang sind. Hierbei kann es sich durchaus um fehlerlose Daten handeln, die aber wegen der Kurzzeitschwankungen des Bandes als "burst of errors" auftreten. Dabei steigt die Zahl der fehlerhaften Bits mit der Speicherdichte.



Drop-out-Fehler werden vom hp 1645A gemeldet, wenn sehr viele aufeinanderfolgende Bits falsch sind. Diese Fehler werden angezeigt, obwohl es sich nicht um Fehler im Schreib-/Lesekanal des Übertragungssystems, sondern unter Umständen um defekte Bandstellen handelt.

Zulässige Fehlerquoten liegen bei einem Bitfehler je 10^6 übertragenen Bits. Legt man diese Fehlerrate zugrunde und berücksichtigt die Testbedingungen in Bild 53, so kann mit dem M²-Code eine lineare Speicherdichte von ca. 200 bit/mm erzielt werden. Erfolgt die Datenübertragung im ENRZ-Code, so ist bei dieser Speicherdichte bereits eine Fehlerrate von $7 \cdot 10^{-6}$ zu erwarten. Wie vergleichbare Messungen in /22/ zeigen, kann die Information bei gleicher Fehlerrate noch dichter gespeichert werden, wenn statt des Viertelspurkopfes ein Halbspurkopf verwendet wird. Durch die größere Spaltlänge des Halbspurkopfes werden die Daten auf einer um den Faktor 2,5 breiteren Spur aufgezeichnet. An die Bandführung müssen daher keine so großen Anforderungen gestellt werden wie bei der Datenaufzeichnung mit einem Viertelspurkopf.

5.4 Diskussion der Ergebnisse

Mit dem realisierten Übertragungssystem und einem einfachen Cassettenbandgerät lassen sich bei 10 kbit/s und einer Bitfehlerrate von 10^{-6} Speicherdichten von ca. 200 bit/mm erreichen. Der Verlauf der regenerierten Spektren und die Vergrößerung der Augenöffnung verdeutlichen die Wirksamkeit des Transversalfilters mit der quantisierten Rückkopplung. Zur Entzerrung und Rückgewinnung der Signale eines Cassettenbandgerätes stellen das Transversalfilter und die quantisierte Rückkopplung gegenüber der Methode der Differentiation

und Nulldurchgangserkennung der Lesesignale die bessere Lösung dar. Ein Vergleich dieser beiden Methoden in /31/ ergab, daß mit dem Transversalfilter und der quantisierten Rückkopplung eine Verringerung der Fehlerrate um mindestens eine Zehnerpotenz erzielt werden kann. Ein weiterer Vorteil dieser Methode ist der wesentlich geringere schaltungstechnische Aufwand.

Augenmuster sind ein anschauliches Qualitätsmerkmal des verwendeten Testobjektes. Der breite Nulldurchgangsbereich der entzerrten Signale (Jitter) und die Schwankungen der Lesesignalamplituden in Bild 51 sind in erster Linie auf die mechanischen Eigenschaften des Bandgerätes und der Cassette zurückzuführen. Die dadurch verursachten Fehler werden jedoch teilweise von der PLL-Schaltung kompensiert. Kurzzeitschwankungen des Bandes, schlechte Bandführung und ungenügender Band-Kopfkontakt gestatten bei hohen Bitraten keine bessere Augenöffnung.

Die Bestimmung der Fehlerhäufigkeit bei Magnetbandübertragungssystemen setzt sehr umfangreiche und zeitaufwendige Messungen voraus. Sieht man von Einzelfällen spezieller Störsignale ab, so sind Störungen gerade bei Cassettenbandgeräten nicht genügend genau reproduzierbar. Vor allem ist der Einfluß der Störungen rechnerisch schwer zu erfassen, da ihre Verteilung zeitlich schwankt.

Die Fehlermessungen mit dem Cassettengerät zeigen, daß der M^2 -Code zur Datenaufzeichnung am besten geeignet ist. Im Gegensatz zum M-Code hat der M^2 -Code keinen Gleichanteil und paßt sich somit dem Spektrum des Cassettengerätes besser an. Bei Speicherdichten >210 bit/mm ist zwischen den beiden Aufzeichnungsverfahren jedoch kein merklicher Unterschied festzustellen.

Bei einer systemtheoretischen Bandbreite von 7 kHz beträgt der Faktor der Bandbreitenausnutzung dann $1,42 \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}}$.

Wegen des ENRZ-Formates sind Einzelbitfehler von Fehlerbündeln schwer zu unterscheiden. Bei der Wiedergabe werden die NRZ-L-Daten vom ENRZ-Decodierer erst freigegeben, wenn der Wortrahmen richtig erkannt und das auszugebende Wort auf ungerade Parität geprüft ist. Wird der Wortrahmen verloren oder wird wegen eines Einzelbitfehlers auf falsche Parität erkannt, so werden der Takt und die Datenausgabe gesperrt. Dies führt bei dem hp 1645A zu einer Anzeige von Fehlerbündeln. Wird die Datenausgabe unterbrochen, so kann man jedoch davon ausgehen, daß mindestens ein Bit falsch übertragen wurde. Die in Bild 53 für den ENRZ-Code dargestellte Fehlerkurve gibt an, wie oft während einer Übertragung mindestens ein Bitfehler aufgetreten ist.

Bei einer Speicherdichte von 200 bit/mm ist die Fehlerrate bei der Übertragung von Daten im ENRZ-Code größer als beim M²-Code. Neben seinem hohen Gleichstromanteil weist der ENRZ-Code nur eine geringe selbsttaktende Eigenschaft auf, da sein maximaler Flußwechselabstand um den Faktor 2,3 größer ist als beim M²-Code. Wegen der stark unterschiedlichen Tastverhältnisse ist außerdem mit einem größeren Spitzenversatz der Lesesignale zu rechnen. Hinzu kommt, daß die Realisierung des ENRZ-Codecs mehr Aufwand erfordert als die Realisierung des M- bzw. M²-Codecs. Im Vergleich zum M- und M²-Code ist beim ENRZ-Code bei höheren Bitraten kein ausgeprägt steiler Anstieg der Fehlerraten zu erkennen. Dies liegt daran, daß beim M- und M²-Code die SGO-Frequenz des Phasenregelkreises fast doppelt so groß ist wie beim ENRZ-Code, d.h. Zeitfehler zwischen dem rückgewonnenen Takt

und den Daten wirken sich beim M- und M²-Code stärker aus. Die Augendiagramme der M- und M²-codierten Signale sind dann im Vergleich zu den Augendiagrammen ENRZ-codierter Signale nahezu geschlossen. Dieser Unterschied tritt allerdings erst bei Fehlerraten auf, die in der Praxis ohnehin nicht mehr zulässig sind.

Angaben über Fehlerhäufigkeiten erfordern auch Angaben über die jeweiligen Testbedingungen. Alle Faktoren, wie z.B. Aufzeichnungsverfahren, Cassette, Laufwerk, Kopfspaltbreite, Spurbreite und selbst die Länge einer PZF beeinflussen die Fehlerrate. Wie umfangreiche Messungen in /20/ und /22/ zeigten, nimmt die Fehlerrate mit kürzer werdender PZF-Länge ab. Die Grenzen der erzielbaren Speicherdichte werden im wesentlichen von der Cassette und dem Laufwerk bestimmt. Fast alle Fehler sind auf das Band und dessen Führung in der Cassette zurückzuführen. Der Bandantrieb ist gleichfalls ein wichtiger Faktor. Geringe Fehlerraten setzen bei hohen Speicherdichten konstante Bandgeschwindigkeit und konstanten Bandzug voraus. Eine weitere Einschränkung ist die Kopfspaltbreite. Eine Verkleinerung der Spaltbreite erlaubt höhere Bitdichten. Nach /52/ wird die Bitdichte auch von der Spurbreite beeinflusst. Diese Tatsache wirkt sich vor allem bei der Mehrspuraufzeichnung auf Cassettenbändern aus, wie die Ergebnisse in /53/ zeigen. Insbesondere werden an die Bandführung, an den Band-Kopfabstand und an den Bandantrieb große Anforderungen gestellt.

6. Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt ein Übertragungssystem zur Aufzeichnung und Wiedergabe digitaler Daten auf Magnetband. Als Testobjekt wird ein einfacher, handelsüblicher Audio-Cassettenrecorder verwendet. Bei einer Bandgeschwindigkeit von 4,75 cm/s werden die Daten bitseriell auf einem 3,81 mm breiten Magnetband aufgezeichnet.

Das Magnetbandgerät ist ein nichtlinearer, zeitvarianter Kanal, der wegen seines bandpaßartigen Frequenzgangs die Übertragung nieder- und hochfrequenter Signale nicht ermöglicht. Die Sprung- und Impulsantworten bestätigen dieses Verhalten. Der impulsähnliche Verlauf der Sprungantwort ist auf die differenzierende Wirkung des Bandkanals zurückzuführen. Sie verläuft nahezu symmetrisch und weist nur ein geringes Überschwingen auf.

Die Spaltbreite bestimmt im wesentlichen die erzielbare Bitdichte. Werden die Flußwechselabstände kürzer, so überlappen sich die Sprungantworten und führen zu einem Amplitudenabfall und zu einem Spitzenversatz der Lesesignale. Eine Entzerrung der Lesesignale ist notwendig, um die Speicherdichte zu erhöhen. Mit einem Transversalfilter zur Verringerung des Impulsnebensprechens und der quantisierten Rückkopplung zur Signalarückgewinnung konnten gute Ergebnisse erzielt werden.

Drei Kanalcodierungen (ENRZ-, M- und M^2 -Code), die sich in ihren Spektren wesentlich voneinander unterscheiden, wurden untersucht. Der M^2 -Code ist als Schreibverfahren besonders geeignet, da er sich dem Übertragungsverhalten des Bandkanals optimal anpaßt und zur Taktrückgewinnung aus den empfangenen Daten ausreichend selbsttaktend ist.

Zur Beurteilung des Übertragungssystems werden Spektren, Augenmuster und Bitfehlermessungen herangezogen. Fehlerhäufigkeitsmessungen mit einem Fehlermeßgerät, das einen Bit-für-Bit-Vergleich zwischen den gesendeten und den rückgewonnenen Daten durchführt, ergeben, daß bei einem Bitfehler je 10^6 übertragenen Bits ca. 200 bit/mm gespeichert werden können. Dies entspricht bei der systemtheoretischen Bandbreite des Cassettengeräts von 7 kHz einem Bandbreiteausnutzungsfaktor von 1,42 bit/s je Hz-Bandbreite.

Gerade auf dem Gebiet der digitalen Magnetbandaufzeichnung sind weiterführende Untersuchungen notwendig. Sicherlich kann die Datendichte weiter erhöht werden. Dies setzt allerdings die Verwendung von geprüften, drop-out-freien Cassettenbändern sowie Cassetten mit besseren Bandführungseigenschaften voraus. Mit Sicherheit ist die Grenze der Speicherdichte, die im Rahmen dieser Arbeit erreicht wurde, in erster Linie durch das verwendete Testobjekt vorgegeben. Andererseits könnte durch einen höheren schaltungstechnischen Aufwand der Taktregenerierung eine bessere Anpassung an den Audio-Cassettenrecorder erreicht werden. Weiterführende Arbeiten müßten sich auch mit dem Problem der Entzerrung und Signalrückgewinnung auseinandersetzen. Hier wäre sicherlich die Kombination eines mehrstufigen Transversalfilters mit einem rekursiven Entzerrer mit quantisierter Rückkopplung eine sinnvolle Lösung. Weiterhin sind unter Berücksichtigung zulässiger Fehlerquoten höhere Datenraten mit fehlererkennenden und korrigierenden Übertragungsmethoden zu erreichen. Ebenso könnten umfangreiche Fehlermessungen dazu beitragen, die Ursachen von Übertragungsfehlern bei der digitalen Datenaufzeichnung und -wiedergabe von Audio-Cassettenrecordern festzustellen.

Herrn Professor Dr.-Ing. D. Seitzer danke ich für die interessante Aufgabenstellung und die anregenden Diskussionen, sowie für seine Bereitschaft, mir die Durchführung dieser Arbeit an seinem Lehrstuhl zu ermöglichen.

Herrn Professor Dr.-Ing. M. Brunk danke ich für sein Interesse, das er dieser Arbeit entgegenbringt.

Herrn Dr. rer. nat. H. Köhler gebührt mein Dank für seine Ratschläge und für die Unterstützung meiner Arbeit.

7. Literatur

- /1/ Steinbuch, K.:
Die informierte Gesellschaft
Rowohlt 1968

- /2/ Puthoff, St. H.:
Technical innovations in information storage
and retrieval
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-14,
No. 4, Juli 1978

- /3/ Standard ECMA-34 for data interchange on 3,81 mm
magnetic tape cassette (32 bpm, Phase encoded)
ISO/TC 97/SC 4/WG 1 (ECMA 10), 342, Sept. 1971

- /4/ American National Standards Institute:
Recorded magnetic tape for information interchange
(1600 cpi, PE)
ANSI Standard X 3.39, 1973

- /5/ Breickss, I.:
High-density data recording
IEEE spectrum, Mai 1975

- /6/ Mallinson, J.:
Tutorial review of magnetic recording
Proceedings of the IEEE, Vol. 64, No. 2, Febr. 1976

- /7/ Bocker, P.:
Grundlagen der Datenübertragung (Bd. I)
Springer-Verlag, Berlin 1978

- /8/ Kaufmann, H.:
Datenspeicher
Oldenbourg, München 1973

- /9/ Sebestyen, L. G.:
Digital Magnetic Tape Recording for
Computer Applications
Chapman and Hall, London 1972

- /10/ Gommlich, H.:
Messen und Entzerren von Übertragungswegen
für die Datenübertragung
NTZ 28 (1975), H. 4

- /11/ Schüssler, W. - Lehmann, K.:
Gruppenlaufzeitmessungen an einem REVOX-
Spulengerät
Interner Bericht 1978, Lehrstuhl für Nachrichten-
technik, Universität Erlangen/Nürnberg

- /12/ Kurek, H.:
Reduzierung des Spitzenversatzes bei digitaler
Aufzeichnung auf Magnetband
Siemens Zeitschrift 51 (1977), Heft 2

- /13/ Winckel, F.:
Technik der Magnetspeicher
Springer-Verlag, Berlin 1977

- /14/ Schneider, Ch. - Völz, H.:
Magnetbänder und Grundlagen der Transportwerke
Akademie-Verlag, Berlin 1970

- /15/ Käfer, M.:
Laufwerkeinfluß bei Meßmagnetbandgeräten
Elektronik 1969, Heft 7
- /16/ Rauch, H.:
Messung dynamischer Bandlaufeigenschaften
von Digital-Cassettenrecordern
Internationale Technische Rundschau 1974, Nr. 10
- /17/ Schreiber, S.:
Messung der Gleichlaufeigenschaften von Audio-
Cassettenrecordern
Studienarbeit 1979, Lehrstuhl für Technische
Elektronik, Universität Erlangen/Nürnberg
- /18/ Mallinson, J. C.:
On optimal codes for digital magnetic recording
IERE Conference Proceedings No. 35 on Video
and Data Recording, Birmingham 1976
- /19/ Kiwimagi, R. G. et al:
Channel coding for digital recording
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-10,
No. 3, Sept. 1974, S. 515 - 518
- /20/ Beck, W.:
Digitale Modulatoren und Demodulatoren für verschie-
dene Codes zur Datenspeicherung auf Magnetband,
Studienarbeit 1977, Lehrstuhl für Technische
Elektronik, Universität Erlangen/Nürnberg
- /21/ Miller, J. W.:
DC free encoding for data transmission system
U.S. Patent 4027335

- /22/ Burmester, H. D.:
Gleichspannungsfreier Code zur Aufzeichnung digitaler Daten auf einer 3,81 mm Cassette
Studienarbeit 1978, Lehrstuhl für Technische Elektronik, Universität Erlangen/Nürnberg
- /23/ Tietze, U. - Schenk, Ch.:
Halbleiter-Schaltungstechnik
Springer-Verlag, Berlin 1978
- /24/ Bentley, W.:
Squeeze more data onto mag tape by use of DM-encoding and decoding
Electronic Design 21, Oct. 11, 1975
- /25/ Käfer, M.:
ENRZ, ein PCM-Verfahren für höchste Bitpackungsdichte auf Magnetband
Elektronik 1975, Heft 7
- /26/ Weiler, H.:
High-density digital recording on an audio cassette tape recorder
IERE Conference Proceedings No. 43 on Video and Data Recording, Southampton 1979
- /27/ Tachibana, M.:
Equalization in digital recording
NEC Research and Development No. 35, Oct. 1974
- /28/ Jacoby, G.:
Signal equalization in digital magnetic recording
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-4, No. 3, Sept. 1968

- /29/ Schneider, R.:
An improved pulse-slimming method for
magnetic recording
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-11,
No. 5, Sept. 1975
- /30/ Mackintosh, N. D.:
A superposition-based analysis of pulse slimming
techniques for digital recording
IERE Conference Proceedings, No. 43 on Video
and Data Recording, Southampton 1979
- /31/ Niethé, C.:
Entzerrung eines Datenkanals im Zeitbereich
Studienarbeit 1978, Lehrstuhl für Technische
Elektronik, Universität Erlangen/Nürnberg
- /32/ Weiler, H.:
Entzerrung eines Magnetbandkanals
Interner Bericht 1976, Lehrstuhl für Technische
Elektronik, Universität Erlangen/Nürnberg
- /33/ Köhler, H. - Weiler, H.:
Transfer characteristics of a magnetic tape channel
IERE Conference Proceedings No. 35 on Video and
Data Recording, Birmingham 1976
- /34/ Ankenbrand, H.:
Entwurf und Aufbau einer Filterkette
Studienarbeit 1977, Lehrstuhl für Technische
Elektronik, Universität Erlangen/Nürnberg
- /35/ Lücke, H. D.:
Signalübertragung
Springer-Verlag 1975

- /36/ Carlson, A. B.:
Communication Systems
Mc Graw Hill 1968
- /37/ Tahara, Y.:
Optimum design of channel filters for digital
magnetic recording
IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-12,
No. 6, Nov. 1976
- /38/ Weiler, H. - Zapf, J.:
Rückgewinnung von Impulsen aus Magnetbandkanälen
Interner Bericht zum Seminar Bildverarbeitung
WS 74/75, Lehrstuhl für Technische Elektronik,
Universität Erlangen/Nürnberg
- /39/ Waldhauer, F. D.:
Quantized feedback in an experimental 250-Mb/s
digital repeater for coaxial transmission
IEEE Transactions on communications, Vol. COM-22,
No. 1, 1974
- /40/ Tröndle, K.:
Einführung in die Pulscodemodulation
R. Oldenbourg, München 1974
- /41/ Wendland, B.:
Entzerrbarkeit von Datenkanälen
AEÜ, Bd. 24 (1970), H. 6
- /42/ Hauser, W.:
Ein neuer Impulsgenerator mit quantisierter Rück-
kopplung für das PCM-Digitalverstärker-Hybrid-
system für 560 Mbit/s
NTZ Bd. 30 (1977), H. 9

- /43/ Brunk, M.:
Dynamisches Verhalten der Nachlaufsynchronisation
bei veränderlicher Laufzeit
Habilitationsschrift 1972, Institut für Nachrichten-
technik, TU Braunschweig
- /44/ Best, R.:
Theorie und Anwendung der Phase-Locked-Loops
AT Fachverlag GmbH, Stuttgart 1976
- /45/ Gardner, F.:
Phaselock Techniques
John Wiley & Sons, New York 1966
- /46/ Motorola Semiconductor Products Inc.:
Phase-Locked-Loop Data Book
Second Edition, 1973
- /47/ Spitzer, Ch. F.:
Digital magnetic recording of wideband analog signals
Computer Design, Oct. 1973
- /48/ Breikss, I. P.:
High-density data recording
IEEE spectrum, May 1975
- /49/ Schweizer, L.:
Eigenschaften und Anwendungen von binären Quasi-
zufallsfolgen
Frequenz 24 (1970) 8
- /50/ Gelbrich, H.-J.:
Beitrag zur Ermittlung der optimalen Zykluslänge
quasizufälliger, zyklisch wiederkehrender binärer
Testmuster für Bitfehlermessungen
Deutsche Bundespost, FTZ-44 TBr 50, Sept. 1974

- /51/ Störmer, H. - Oehme, F.:
Praktische Anleitung zu statistischen Prüfungen
R. Oldenbourg Verlag, München 1971
- /52/ Mallinson, J. C.:
Noise limitations in digital recording
IERE Conference Proceedings on Video and Data
Recording, Birmingham 1973
- /53/ Schumann, W.:
Aufbau einer 4-Kanal PCM-Anlage
Diplomarbeit 1979, Lehrstuhl für Technische
Elektronik, Universität Erlangen/Nürnberg

8. Verzeichnis der Abkürzungen

a	Flußwechselabstand
a_{-1}, a_0, a_1	Koeffizienten
B	magnetische Induktion
B_r	remanente Induktion
B_s	Signalbandbreite
C	Kanalkapazität
d	Band-/Kopfabstand
DSV	Digitale Summenvariation
f_B	Bittaktfrequenz
f_C	Codetaktfrequenz
f_g	Kanalbandbreite
f_N	Nyquistfrequenz
f_s	Signalfrequenz
g	Spaltbreite
g_u	untere Grenze des Vertrauensintervalls
g_o	obere Grenze des Vertrauensintervalls
H	magnetische Feldstärke
H_c	Koerzitivfeldstärke
$H(j\omega)$	Übertragungsfunktion
$h(t)$	Impulsantwort
i_{ss}	Schreibstrom
ips	inch per second
k	Faktor
K_D	Diskriminatorsteilheit des PD
K_O	Oszillatorempfindlichkeit des SGO

LV	Leseverstärker
M	Anzahl der übertragenen Bits
m	Anzahl der Meßläufe
N	Zykluslänge einer PZF
n	Schieberegisterlänge
PD	Phasendiskriminator
PLL	Phasenregelkreis (Phase-Locked-Loop)
PRN	Pseudo Random Noise
PZF	Pseudozufallsfolge
r	roll-off Faktor
s	komplexe Frequenz
SGO	spannungsgesteuerter Oszillator
SV	Schreibverstärker
$(S/N)_K$	Störabstand des Kanals
$(S/N)_S$	Signal-Störverhältnis (SNR)
T	Bittaktperiode
1/T	Übertragungsgeschwindigkeit
TP	Tiefpaß
T_B	Impulsbreite
T_P	Impulspause
T_s	Übertragungszeit
t_m	Dicke der Magnetschicht
t_o	Laufzeit
U_H	Hilfsspannung
u_L	induzierte Spannung (Lesespannung)
v	Bandgeschwindigkeit
V_{rel}	relative Größe des Vertrauensintervalls
w	Windungszahl

$\delta(t)$	Diracstoß
λ	Wellenlänge
$\hat{\mu}$	Schätzwert für linearen Mittelwert der Bitfehler
$\hat{\mu}^*$	Schätzwert für Bitfehlerrate
ξ	Dämpfung
σ	Realteil der komplexen Frequenz s
τ	Verzögerungszeit
τ_g	Gruppenlaufzeit
τ_T	Tastverhältnis
φ	Phase
ω	Kreisfrequenz
ω_n	Eigenfrequenz der PLL

Lebenslauf

24. 7. 1941 Geboren in Nürnberg als Sohn des
kaufm. Geschäftsführers Wilhelm Weiler
und seiner Ehefrau Katharina Weiler
- 1946 - 1950 Besuch der Volksschule in Nürnberg
- 1950 - 1960 Besuch der Oberrealschule in Nürnberg
Abschluß: Abitur
- 1960 - 1961 Wehrdienst
- 1961 - 1967 Studium der Elektrotechnik, Fachrichtung
Nachrichtentechnik an der
Technischen Hochschule München
Abschluß: Diplom-Ingenieur
- 1967 - 1971 Siemens AG, München
Unternehmensbereich: Bauelemente
beschäftigt als Sachbearbeiter in
einem Anwendungslabor
Arbeitsgebiet: analoge und digitale
Schaltungstechnik
- 1971 - 1974 Diehl GmbH, Nürnberg
Unternehmensbereich: Datensysteme
beschäftigt als stellvertret. Abteilungsleiter
Arbeitsgebiet: Meßwerterfassung und
-verarbeitung

1974 - 1980

Universität Erlangen-Nürnberg
Fachbereich Ingenieurwissenschaften
Institut für Technische Elektronik
(Prof. Dr.-Ing. D. Seitzer)
beschäftigt als wissenschaftl. Assistent
Arbeitsgebiete: Bildverarbeitung,
digitale Datenspeicherung auf Magnetband

Erlangen, 1980
Horst P. Weiler

